radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Entzerrer für magnetische Tonabnehmer

PREIS DM 2,00
VERLAGSPOSTAMT LEIPZIG · 8. JAHRGANG
JULI 1959
14

VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen
Komm. Chefredakteur und
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Veröffentlicht unter ZLN 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31, und alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten. Gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag.
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C.F.R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS



Titelbild:

Beim Anblick dieses erfreulichen Bildes entsteht die berechtigte Frage: Wer ist „Ilona"? Näheres darüber finden Sie auf Seite 428 dieses Heftes

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

In der Nr. 10 (1958) dieser Zeitschrift wird der sowjetische TV-Empfänger „Temp 3" ausführlich beschrieben. Nun ist ja allgemein bekannt, daß in der UdSSR mit einem Bild-Ton-Abstand von 6,5 MHz beim Fernsehen gearbeitet wird. In der Broschüre von Horst Hewel „Einführung in die Fernsehpraxis" heißt es: „Eine Empfängerumstellung CCIR-OIR ist unter Berücksichtigung des Bild-Ton-Abstandes von 6,5 (statt 5,5) MHz nicht schwierig." Nun meine Bitte an Sie: Können Sie mir an der Schaltung des „Temp 3" genau erklären, wo diese Umstellung vorzunehmen ist?

F. A., Berlin-Weißensee

Es dürfte wohl eigentlich klar sein, welche Maßnahmen bei der Umstellung eines Fernsehempfängers von der OIR-Norm auf die CCIR-Norm erforderlich sind: Die Bild-ZF muß neu abgeglichen werden und — im Fall eines Intercarrierempfängers wie der „Temp 3" — die DF-Bandfilter umgebaut bzw. gegen solche für 5,5 MHz ausgetauscht werden. Wenn in der von Ihnen genannten Broschüre diese Umstellung als „nicht schwierig" bezeichnet wird, so meint der Verfasser vermutlich eine Umstellung bei den älteren TV-Empfängern, die noch mit Paralleltonverfahren arbeiteten (Beispiel: „Rembrandt"). Die Umstellung eines Intercarrierempfängers würden wir als „nicht einfach" bezeichnen und jedem davon abraten, der nicht über die notwendigen Kenntnisse und Meßgeräte verfügt.

•

Herr Dieter Höhne in Karl-Marx-Stadt und Herr Manfred Stange in Woddow (Krs. Pasewalk) empfingen am 14. 6. 1959 nachmittags einen Fernsehsender im Band I. Leider war nur das Testbild mit dem Zeichen „TVE" zu sehen, vom Ton war so gut wie nichts zu hören. Beide Leser wünschten Auskunft, um welchen Sender es sich möglicherweise handelt.

Nach unseren bisherigen Informationen deutet die Abkürzung TVE auf Televisión Española (Spanisches Fernsehen) hin. Vermutlich käme dann der stärkste der im Band I arbeitenden TV-Sender, nämlich Barcelona, auf Kanal 4 mit 20/5 kW erp in Frage. Es würde uns interessieren, ob auch andere Leser den selben Sender beobachteten, bzw. unsere Annahme bestätigen können.

•

Als Leser Ihrer Zeitschrift radio und fernsehen möchte ich Ihnen zugleich im Namen vieler Mitleser mitteilen, daß bei der Aufführung der Bezugsstellen ein Fehler unterlaufen ist: Auf der Titelinnenseite des letzten Heftes heißt es: „Deutsche Bundesrepublik". Richtig, auf Grund der amtlichen Unterlagen, muß es dagegen heißen: „Bundesrepublik Deutschland". Da zwischen beiden Formen ein wesentlicher Unterschied besteht, wird angenommen, daß Sie in Zukunft den richtigen und amtlichen Ausdruck verwenden.

H. Lehmann, Ulm

Da wir Ihre genaue Anschrift nicht haben — der Absender H. Lehmann, Ulm, dürfte wohl kaum genügen, falls der Name überhaupt stimmt —, wählen wir diesen Weg zur Beantwortung Ihrer Karte vom 9. 6.

Wir wollen nicht bestreiten, daß man einen gewissen Unterschied zwischen den Bezeichnungen „Deutsche Bundesrepublik" und „Bundesrepublik Deutschland" sehen kann. Es gibt leider immer noch einige Leute im westlichen Teil unseres Vaterlandes, die es nicht wahr haben wollen, daß es zwei deutsche Staaten gibt: Die Deutsche Demokratische Republik und die Deutsche Bundesrepublik. Darüber freuen dürfte sich wohl kein ehrlicher Deutscher. Warum es aber zu dieser Spaltung gekommen ist, und wie sie sich heute auswirkt, ist ein anderes Kapitel, über das sich manches sagen ließe. Keinesfalls aber halten wir den Weg für richtig, der leider in letzter Zeit immer mehr in der Politik der Bundesregierung zum Ausdruck kommt, nämlich den der Propagierung einer gewaltsamen Annexion oder „Befreiung" der DDR. Der Anfang zu dieser falschen und gefährlichen Meinung besteht darin, daß in der überwiegenden Mehrheit der westdeutschen Publikationsorgane von der Deutschen Demokratischen Republik als „Ostzone" oder „Sowjetzone" gesprochen wird. Gleichzeitig maßen sich diese Leute an, daß die „Bundesrepublik Deutschland" der einzige legale deutsche Staat sei, der angeblich berufen ist, für die Interessen des gesamten deutschen Volkes zu sprechen.

Wir würden es deshalb begrüßen, wenn Sie Ihre Bemühungen um eine korrekte Bezeichnung der einzelnen Staaten zunächst einmal an die Zeitschriften Ihrer näheren Umgebung richten würden und diese bitten, unseren Staat mit seinem offiziellen Namen anzureden. Wir halten nämlich den Unterschied zwischen „Zone" und „Deutsche Demokratische Republik" für etwas schwerwiegender als den von Ihnen betonten Unterschied. Im übrigen — und das sei uns abschließend gestattet, zu bemerken — halten wir es für den ersten Schritt zu einer ehrlichen Kritik bzw. Auseinandersetzung, daß man seinen vollen Namen und seine Adresse angibt. Über anonyme Briefschreiber besteht bekanntlich in der ganzen Welt eine sehr eindeutige Meinung ...

•

Zur Röhrenfrage im Fernsehempfänger „Weißensee":

Auf Grund der Veröffentlichungen des VEB Stern-Radio Berlin im Heft 22 (1958) und des VEB Werk für Fernmeldewesen im Heft 2 (1959), die auf unsere Untersuchung am Fernsehempfänger FS 01 „Weißensee" [radio und fernsehen Heft 19 (1958)] erfolgten, kamen Vertreter beider Werke auf Grund einer Anregung der Redaktion radio und fernsehen zusammen, um die aufgeworfenen Fragen gemeinsam zu untersuchen und zu klären.

Wie aus den Protokollen der gemeinsamen Sitzungen hervorgeht, wurde eine Temperaturmessung an der oft beanstandeten Röhre PCF 82 (im Kanalwähler) durchgeführt. Zwecks Herabsetzung der Kolbentemperatur dieser Röhre schlagen beide Werke gemeinsam eine Schwärzung der Abschirmkappe der betreffenden Röhre vor. Eine Überlastung der verwendeten Röhren, wie sie in radio und fernsehen 2 (1959) angegeben wurde, konnte nicht festgestellt werden.

Aus dieser klaren Feststellung entnehmen beide beteiligten Betriebe, daß die in der Vergangenheit jeweils getrennt gemachten Veröffentlichungen das Vertrauen zu der Qualität der Röhren und auch des Empfängers beeinflussen mußten.

Die Verhandlungen wurden im Sinne einer ehrlichen gegenseitigen Hilfe durchgeführt und die bestehenden Meinungsverschiedenheiten beider Werke in ausführlichen Diskussionen aus der Welt geschafft.

Die Redaktion

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Die Abhängigkeiten der Transistorkennwerte vom Arbeitspunkt und den Betriebsdaten
- Zwei einfache Transistorprüfer
- Frequenzmessung von Rechteckimpulsen
- „Bobby" und „Minorette" — zwei Kleinstsuper mit gedruckter Schaltung
- Tschechoslowakischer Transistorempfänger T 58

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Auf der Genfer Außenministerkonferenz** setzte die amerikanische Intercontinental TV Company zum ersten Male in Europa eine fahrbare Ampex-Anlage ein. Sie bestand aus einem 16 t schweren Wagen und einem Anhänger. Der Wagen faßte neben der Ampex-Anlage zwei Taktgeber, drei Kamerazüge, Regiepult, Monitore und Scheinwerfer; im Anhänger befand sich ein Dieselaggregat. Die fertiggestellten Magnetbänder wurden sofort nach den USA geflogen.

▼ **Die französische Rundfunk- und Fernsehgesellschaft RTF** strahlt als erste europäische Sendegesellschaft regelmäßig Stereo-Programme aus.

▼ **Bei Radartechnikern ist eine neue Augenkrankheit** festgestellt worden, die durch das ständige aufmerksame Betrachten der Objekte auf dem Radarschirm erzeugt wird. Sie soll dadurch vermeidbar sein, daß der Radarschirm nicht mehr direkt beobachtet, sondern ein Zwischenfilm hergestellt wird, der nach wenigen Sekunden betrachtet und ausgewertet werden kann.

▼ **Die Sowjetunion** errichtet auf dem Berg Aragaz in Armenien in 3800 m Höhe den höchstgelegenen Relais-Fernsehsender. Nach der Fertigstellung der Relaisstrecken werden die Fernsehprogramme von Jerewan, Tbilissi, Baku und Moskau untereinander austauschbar sein.

▼ **Auf Schiffen** der Estnischen und der Baltischen Reederei (Sowjetunion), die in der Ostsee kreuzen, wurden Einrichtungen zum Empfang des Fernsehprogramms eingebaut. Das sowjetische Forschungsschiff „Okeanograf", dessen Standort ebenfalls die Ostsee ist, ist das 25. Schiff, das mit einer derartigen Einrichtung ausgerüstet wurde.

▼ **Auf dem Gipfel** des 1063 m hohen Pfaender bei Bregenz wurde Ende Juni eine neue Richtfunkstation in Betrieb genommen. Die Anlage ist ein Teil des österreichischen Richtfunknetzes, sie dient dem Fernsehfunk, dem UKW-Rundfunk sowie dem Telefon- und Funkverkehr.

▼ **Zu einem internationalen Erfahrungsaustausch** über Fragen der sozialistischen Rekonstruktion weilte kürzlich eine Gruppe polnischer Ingenieure und Techniker im VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow. Sie erwiderten einen Besuch, den im April dieses Jahres Ingenieure aus Teltow im Staatlichen Betrieb Telpod in Krakow abgestattet hatten. Die polnischen Gäste erhielten Unterlagen über die Konstruktion und Technologie von Durchlauföfen.

▼ **Im tschechoslowakischen Glasforschungsinstitut Jablonec** wurde ein neues Brillenglas entwickelt, das die ultravioletten Strahlen absorbiert, die vom Bildschirm einer Katodenstrahlröhre ausgehen. Ferner macht es Fernsehbilder kontrastreicher. Es verwandelt das blauweiße Licht des Fernsehbildes in eine den Zuschauer kaum ermüdende neutrale Farbtönung.

▼ **In der Tschechoslowakischen Volksrepublik** waren am Ende des ersten Quartals 1959 400 000 Fernsehteilnehmer registriert. In der Anzahl der Fernsehteilnehmer pro Kopf der Bevölkerung nimmt die CSR damit den fünften Platz in der Welt ein.

Neue Transistoren und Transistor-Anwendungen

Die amerikanische Firma RCA hat neue KW- und UKW-Transistoren vorgeführt. Für den Kurzwellenbereich wurden die Typen 2 N 247 mit 30 dB Leistungsverstärkung, 2 N 274 mit ebenfalls 30 dB Leistungsverstärkung, 2 N 370 mit 12,5 dB und 2 N 372 mit 10 dB Leistungsverstärkung entwickelt. 2 N 372 ist dabei für Mischstufen geeignet. Als getrennter Oszillator wird der Typ 2 N 371 hergestellt. Die genannten Transistoren sind bis zu Frequenzen um 130 MHz (Verstärkung = 1) verwendbar.

Als UKW-Transistor steht der Typ 2 N 384 zur Verfügung, dessen α-Grenzfrequenz 100 MHz beträgt (bei einer Verstärkung = 1: Grenzfrequenz 250 MHz). Die maximale Verlustleistung dieses Transistors beträgt 120 mW bei 25° C, bezw 70 mW bei 55° C.
Die amerikanische Fachzeitschrift „electronics" veröffentlicht in ihrer Ausgabe vom 6. 3. 1959 eine Tabelle über in den USA im Handel befindliche UKW-Transistoren, der wir folgende Angaben entnehmen:

Typ	Hersteller	Grenzfrequenz f_α in MHz	Maximale Kollektor-Verlustleistung in Luft in mW
2 N 499	Philco	320	30
2 N 1143	Texas Instruments	480	750
GA 53233	Western Electric	500	200
2 N 700	Motorola	600	50
2 N 1142	Texas Instruments	600	750
GA 53194	Western Electric	600	100
2 N 509	Western Electric	750	200
2 N 1141	Texas Instruments	750	750

Bei all diesen Transistoren handelt es sich um diffundierte pnp-Transistoren aus Germanium.
Die Firma Telefunken hat eine neue digitale Allzweck-Rechenanlage TR 4 entwickelt. Es handelt sich um einen vollständig mit Halbleitern arbeitenden Parallelrechner, der nur 1,5 kW braucht und daher keine besondere Kühlanlage benötigt. Durch Verwendung von Telefunken-UKW-Transistoren wird bei einer Taktfrequenz von 2 MHz eine Arbeitsgeschwindigkeit von etwa 50 000 Operationen pro Sekunde erreicht. Zwei voneinander unabhängige Ferritspeicher bieten Platz für je 4096 Worte bzw. 8192 Ein-Adreß-Befehle. Sie werden ergänzt durch einen Festspeicher kurzer Zugriffszeit und einem Index(Adressen)-Speicher. Die Gesamtkapazität kann auf insgesamt 32 768 Worte zu je 52 bit erweitert werden.

Radarröhre mit Sperrgitter-Speichersystem

Die amerikanische Firma ITT bietet eine neue Radarröhre an, die für die Erfassung beweglicher Ziele besonders geeignet ist. Sie kann ebenfalls der Erhöhung der Empfindlichkeit von Peilgeräten auf große Entfernungen dienen. Sie besitzt ein Sperrgitter-Speichersystem, das schwache Signale von bewegten Objekten wiedergibt, während starke, störende Echos, die von feststehenden Objekten herrühren, gesperrt werden.
Das Speicherelement besteht aus einer gebogenen, mit einem keramischen Überzug versehenen Metallschale und einem in der Schale gebildeten Sperrgitter, das mit der Speicheroberfläche mechanisch verbunden ist.
Die Röhre soll auch für Infrarot-Peil- und Suchgeräte geeignet sein.

Beliefert Telefunken die FLN?

Der französische Senator Bernard Lafey hat vor dem Senat die Telefunken-GmbH. beschuldigt, die algerische Freiheitsarmee FLN mit Funksprechgeräten ausgerüstet zu haben. Er erklärte in einer Anfrage an den französischen Ministerpräsidenten Debré wörtlich: „Unter diesen Bedingungen können Sie, Herr Ministerpräsident, vielleicht die Direktoren von Telefunken fragen, ob sie nicht zu Ende des vergangenen Jahres am Sitz ihrer Gesellschaft eine Delegation der algerischen Rebellen empfangen haben, um mit ihnen über Lieferungen zu verhandeln. Sie wissen wie ich selbst, daß der Außenhandel unseres Landes mit dieser Firma sehr fruchtbar ist. Ich frage Sie deshalb, wie Sie zu verfahren gedenken, um dieses Unternehmen zu einer gesünderen Konzeption über den Handel in der westlichen Welt und besonders im Rahmen der Europäischen Wirtschaftsgemeinschaft zu veranlassen." Ministerpräsident Debré kündigte vor dem Senat an, die französische Regierung werde eine Liste derjenigen Firmen veröffentlichen, die die FLN beliefert hätten.
Nach unseren Informationen hat die Geschäftsleitung der Telefunken-GmbH. die Behauptung, sie hätte den Kampf der algerischen Freiheitsarmee gegen den französischen Kolonialimperialismus in irgendeiner Weise unterstützt, mit Empörung zurückgewiesen.



Der VEB Stern-Radio Stassfurt hat die Patenschaft über die Rehabilitierungs-Heilstätte Hartmannsdorf, in der Tbc-Geheilte, die einen zu anstrengenden Beruf besitzen, auf Rundfunkmechaniker umgeschult werden. Unser Bild zeigt Umschüler der Heilstätte, die sich zeitweilig im Werk in Stassfurt befinden, um die Fertigung von Rundfunkempfängern kennenzulernen und sich mit bestimmten Prüfmethoden vertraut zu machen, für die die Werkstatt der Heilstätte nicht ausgerüstet ist.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

8. JAHRGANG · 2. JULIHEFT 14 1959

GERHARD SCHLOTT, Mitarbeiter der Staatlichen Plankommission

Aufgaben der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit in der Schwachstromindustrie

In allen Ebenen unseres Industriezweiges wurden die Kennziffern des Siebenjahrplanes diskutiert. Das ist in diesem Umfang erstmalig in der Geschichte unserer Industrie und zeigt eine neue Qualität unserer gesellschaftlichen Entwicklung.

Die Entscheidungen und die Festlegungen über die Höhe der zu erreichenden Kennziffern sind aber nur die eine Seite. Ausschlaggebend für die Sicherung der volkswirtschaftlichen Proportionen ist das Sortiment, die Qualität und der technische Stand der Erzeugnisse. Es genügt beispielsweise nicht, wenn man weiß, daß eine herkömmliche Werkzeugmaschine etwa 10% (Wertbasis) und eine moderne Werkzeugmaschine etwa 40% elektrische Ausrüstung besitzt. Sondern man muß wissen, welche Bauelemente, Bauteile und Baugruppen zur Verfügung stehen müssen, um dem internationalen Stand zu entsprechen.

Unsere Leistungen auf diesem Gebiet sind in der Vergangenheit den Anforderungen nicht gerecht geworden. Wir müssen den Werkzeugmaschinenkonstrukteuren Baugruppen mit kleinstem Ausmaß anbieten, eventuell als Standardeinschübe mit gedruckter Schaltung, zweiseitig kaschiert.

Eine wichtige Methode, schneller zu entwickeln und das neu entwickelte Gerät schneller in die Fertigung überzuleiten, ist die sozialistische Gemeinschaftsarbeit. Es ist nicht ganz leicht, sie zu definieren, weil sie eine Vielfalt von Formen annimmt. Aber allen gemeinsam ist die rückhaltlose Zusammenarbeit aller Beteiligten zur Lösung einer bestimmten komplexen Aufgabe. Es handelt sich also um eine Weiterentwicklung jener bereits vor einigen Jahren unternommenen Versuche, Brigaden in Entwicklung, Konstruktion und Technologie zur Lösung von Entwicklungsaufgaben zu bilden, — eine Weiterentwicklung insofern, als

1. die Aufgabenstellung konkret und begrenzt ist,
2. der innerbetriebliche Rahmen weiter gespannt ist (nicht nur Entwickler, Konstrukteure und Technologen, sondern auch Prüffeldingenieure, Kaufleute der Materialversorgung, des Absatzes, Facharbeiter aus den Versuchswerkstätten und aus der Produktion können Mitglieder einer derartigen sozialistischen Arbeitsgemeinschaft sein),
3. Fachleute aus anderen Betrieben und sogar aus anderen Ländern an der Kollektivarbeit teilnehmen, wo es die Aufgabenstellung erfordert.

Ein Beispiel für eine derartige internationale Gemeinschaftsarbeit ist die Entwicklung eines Koordinatenschalters durch Ingenieure und Konstrukteure aus der Volksrepublik Ungarn, der CSR und der DDR.

In fast allen Betrieben der RFT haben sich bereits sozialistische Arbeitsgemeinschaften gebildet. Im VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin (WF) Werk II (Gerätewerk) bestehen z. B. drei Arbeitsgemeinschaften — wobei festgelegt wurde, daß niemand Mitglied in zwei oder mehr Arbeitsgemeinschaften sein darf. Eine Arbeitsgemeinschaft hat sich in Zusammenarbeit mit der Hochschule für bildende und angewandte Kunst in Berlin-Weißensee die Aufgabe gestellt, bis zur Frühjahrsmesse 1960 die äußere Form von 16 Geräten zu überarbeiten mit dem Ziel, ihnen ein sachlicheres, schlichteres und gediegeneres Aussehen zu geben. Eine andere Arbeitsgemeinschaft will bis zur Frühjahrsmesse 1960 einen tragbaren Lautstärkemesser nach dem Höchststand der Technik entwickeln, der noch im selben Jahr in die Produktion gehen soll. Die dritte Arbeitsgemeinschaft will bei der gleichen Terminstellung ein Universalröhrenvoltmeter mit Gleichstromverstärker mit einem Meßbereich von 1 mV ... 25000 V entwickeln.

Um den erreichbaren Höchststand der Technik zu garantieren, lud das Werk zum 4. Juni 1959 die wichtigsten in Frage kommenden Bauelementebetriebe der Nachrichtentechnik zu einer Konferenz ein. Folgende VEB waren vertreten: WBN „Carl von Ossietzky", Teltow, Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), WF Berlin (Werk I), Elrado Dorfhain, Kondensatorenwerk Gera, Gerätewerk Karl-Marx-Stadt, Meßtechnik Mellenbach, MGW Zwönitz, Funkwerk Dresden, Funkwerk Leipzig, Grubenlampenwerk Zwickau und Halbzeugwerk Auerhammer (Aue); ferner die Febana PGH Erfurt und die Fa. Georg Neumann, Gefell (Vogtl.). Ihnen wurde eine konkrete Wunschliste vorgelegt, welche — z. T. neu zu entwickelnden — Bauelemente bis zu welchem Termin zur Verfügung stehen müßten. Die meisten Forderungen der Wunschliste wurden mit geringfügigen terminlichen Änderungen akzeptiert. Damit wurde ein neuer Weg der Zusammenarbeit zwischen Geräte- und Bauelementeindustrie gefunden.

Bei der Bildung sozialistischer Gemeinschaften sollte daran gedacht werden, daß es auch in RFT-Betrieben Spitzenerzeugnisse und moderne technologische Verfahren gibt, die wohl nicht im einzelnen, aber doch in der Analogie, in der Methode von anderen Betrieben übernommen werden können. So wäre es gut vorstellbar, die Erfahrungen des Funkwerkes Dresden in der Miniaturbauweise auf die Erzeugnisse der Magnettontechnik anzuwenden. Ein billiges und leistungsfähiges Kleinstmagnettongerät wird im Ausland schon länger angeboten und entspricht auch unseren Bedürfnissen.

Die Miniaturbauweise besitzt auch für viele andere Gebiete zunehmende Bedeutung. Wenn auf internationalen Ausstellungen Verstärker gezeigt werden, deren Aufbau und Schaltung man nur mit Vergrößerungseinrichtungen verfolgen kann, so geht es nicht nur um die Volumenänderung kompletter Geräte, sondern auch um die weitere Spezialisierung und zentrale Fertigung von Baugruppen.

Um den Inhalt der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit richtig zu erkennen, muß man im System der Zusammenarbeit eine eindeutige Abgrenzung finden. Es ist zu unterscheiden zwischen dem Volkswirtschaftsplan, einem Programm und den Aufgaben der Arbeitskreise. Der Volkswirtschaftsplan bildet für die Zusammenarbeit die gesetzliche Grundlage und wirkt mit seinen Kennziffern auf die Einhaltung der volkswirtschaftlich notwendigen Proportionen ein. Das Programm einer Arbeitsgemeinschaft bildet im Rahmen des Planes die Strategie für einen bestimmten Zeitraum und dient der Sicherung eines bestimmten Planzieles.

In der Zusammenarbeit der Arbeitskreise sollen vorwiegend grundsätzliche technisch-ökonomische Fragen und Probleme behandelt werden. Die Arbeitskreise leisten unter anderem wertvolle Beiträge für die Ausarbeitung der Ökonomik der Industriezweige und für die Vorbereitungen von Standardisierungsmaßnahmen.

In unserem Industriezweig gibt es zahlreiche Probleme, die über die sozialistische Gemeinschaftsarbeit zu lösen wären. Dazu gehören Aufgaben wie:

Aufnahme der Produktion von Transistoren bis 100 MHz Grenzfrequenz im Jahre 1961, die nach dem bisherigen Programm der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik erst 1963...64 kommen sollen;

kurzfristige Aufholung des Rückstandes auf dem Gebiet der kommerziellen Röhren, der Oszillografenröhren und der Spanngitterröhren;

Verlängerung der Lebensdauer einiger Höchstfrequenzröhren;

breite Durchsetzung der gedruckten Schaltung — auch auf der kommerziellen Seite;

Sicherung der Produktion von Bildröhren mit 110° Ablenkung bis zu den Ferriten und dem Thermolandraht für die Ablenksysteme;

Sicherung der Zulieferung von Spezialwerkstoffen aus der Chemie und der Metallurgie für die Bauelemente;

Beseitigung der Zersplitterung in der Konstruktion und Herstellung von Prüf- und Spezialeinrichtungen, die in mehreren Betrieben Anwendung finden.

Darüber hinaus gibt es aus den betrieblichen Belangen heraus noch eine Vielzahl von Aufgaben. Gleichzeitig muß sehr gut abgewogen werden, damit wir uns auch hier auf die Lösung der wichtigsten Aufgaben konzentrieren.

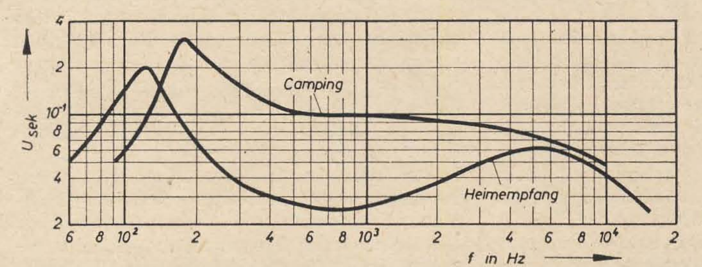
Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Halle

Ing. WOLFGANG KALTWASSER

Kofferempfänger „ILONA"



Der Kofferempfänger „Ilona" des VEB Funkwerk Halle ist ein 6-Kreis-AM-Empfänger mit der Standardröhrenbestückung DK 96, DF 96, DAF 96, DL 96. Um von vornherein genügend Sicherheit in der Stabilität und Lebensdauer zu erreichen, wurden hier wieder bewährte Bauelemente des Autosupers verwendet. Beim Ausarbeiten der Schaltung galt es besonders, eine große Empfindlichkeit und einen niedrigen Betriebsstundenpreis zu erreichen. Der verwendete Ovallautsprecher mit den Abmessungen 100 × 150 mm und vorzugsgerichtetem Manipermmagnet gewährleistet auch bei nahezu verbrauchter Anodenbatterie (etwa 40 V) noch ausreichende Lautstärke. Unter Berücksichtigung einer einheitlichen Anodenbatterie auf dem inländischen Markt und der für Primärelemente charakteristischen Entladekurve wurde die bekannte 85-V-Anodenbatterie vom VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik zur Stromversorgung vorgesehen. Der geradlinige Teil dieser Batterie liegt bei etwa 60 V und gibt somit die Gewähr, daß über einen längeren Zeitraum die Ausgangsleistung des Gerätes bei 100 mW liegt.



NF-Kurve

Zur Heizung dient ein 2-Ah-NC-Sammler, dem zur Erhöhung der Betriebsstundenzahl eine Monozelle parallel geschaltet werden kann. Für die einzelnen Batterien ergeben sich folgende Betriebsstunden:

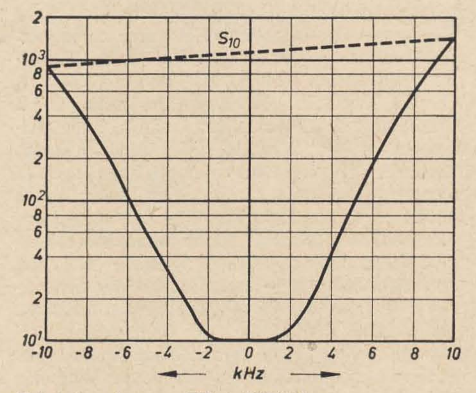
NC-Sammler ohne Monozelle:	≈ 15 h
NC-Sammler mit Monozelle:	≈ 32 h
Anodenbatterie in Sparschaltung:	≈ 90 h

Da der NC-Sammler praktisch keinem Verschleiß unterliegt, erhält man einen Betriebsstundenpreis von 0,12 DM, der allein durch die Anodenbatterie beeinflußt wird, für die ein Preis von 10,85 DM zugrunde gelegt wurde. Das Gerät ist selbstverständlich auch zum direkten Netzanschluß geeignet

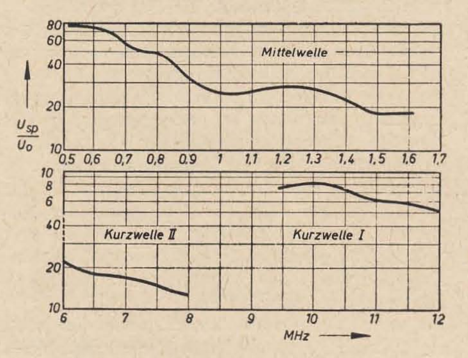
Das Chassis wurde in Vertikalbauweise angeordnet. Die Halterung erfolgt mit drei Klemmschrauben, so daß ein Service leicht durchzuführen ist. Entsprechend den äußerst ungünstigen Empfangsverhältnissen beim Koffersuper wurde das Gerät auf hohe elektrische Empfindlichkeit bemessen. Besondere Berücksichtigung fand dabei der Kurzwellenempfang. Es ist festzustellen, daß Kurzwelle mehr und mehr an Bedeutung gewinnt, zumal einerseits die Senderbelegung auf Mittelwelle keinen einwandfreien Fernempfang ermöglicht und andererseits Empfangslücken, die geografisch bedingt sind, durch Kurzwelle überbrückt werden können. Aus diesem Grunde wurde den Kurzwellen eine speziell dafür vorgesehene ausziehbare Stahlbandantenne zugeordnet. Um das Gerät möglichst universell verwenden zu können, erhielt das Gerät neben dem Hochantennenanschluß auch einen Autoantennenanschluß. Bekanntlich ist der Empfang im Kraftwagen durch die abschirmende Wirkung der Karosse nur sehr unvollkommen und wird teilweise durch die Richtwirkung der Ferritantenne unmöglich.

Schaltung

Für Mittel- und Langwelle ist eine Ferritantenne wirksam. Die effektive Höhe dieser Ferritantenne wird in erster Linie durch die beeinflußbaren Werte des Werkstoffes und der Kreisgüte bestimmt. Die heutigen Ferritwerkstoffe gewährleisten im Mittel für eine unabgestimmte Antenne eine effektive Höhe von 0,007 bis 0,0125 m. Im abgestimmten Zustand ergibt sich $h_{eff0} = h_{eff} \cdot Q$. Es ist ersichtlich, daß nach Wahl des Werkstoffes die einzige Veränderliche noch die Kreisgüte ist. Diese wird jedoch durch Aufbau und



Selektionskurve, ZF = 468 kHz



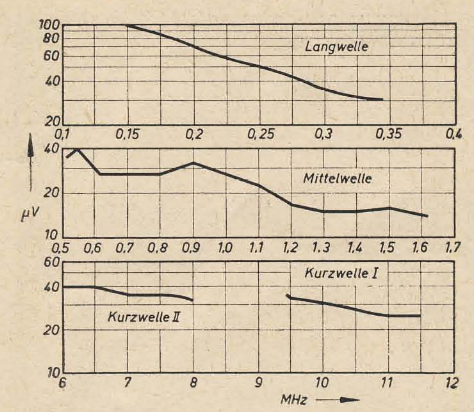
Spiegelselektionskurven

Schaltungsdämpfung bestimmt. Ferner ist die Dimensionierung bezüglich Kreisgüte noch vom maximalen Gleichlauffehler abhängig. Im ungünstigsten Falle wurde hier ein Gleichlauffehler von 0,4% angenommen. Dies ergibt, wenn man an Punkten des maximalen Gleichlauffehlers 3 dB Eingangsspannungsverlust zuläßt, eine mittlere Güte von Q = 125. Diese Güte ist für die Praxis durchaus akzeptabel. Man erhält dann eine effektive Antennenhöhe im abgestimmten Zustand von $h_{eff0} = 0{,}87$ bis 1,56 m. Um die lästigen Gleichlauffehler beim Dreipunktgleichlauf zu umgehen, wird in diesem Falle ein frequenzkorrigierter Drehkondensator mit Spezialplattenschnitt verwendet. Das Oszillatorpaket ist mit verstärkten Platten ausgerüstet, um akustische Rückkopplung zu vermeiden.

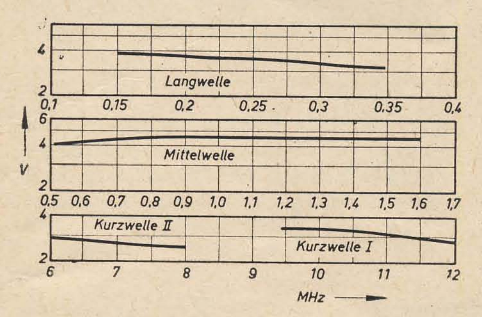
Für Kurzwelle ist die Stabantenne fest an den Vorkreis angekoppelt und geht mit ihrer Kapazität in die Abstimmung des Vorkreises ein. Es ist deshalb zu beachten, daß beim Abgleich die Stabantenne stets ausgezogen ist. Während im Bereich von 6 bis 7 MHz eine Ferritantenne noch durchaus günstige Empfindlichkeitswerte ergibt, ist für höhere Frequenzen eine Stabantenne zu bevorzugen.

Die Empfindlichkeit eines Koffersupers wird in erster Linie durch die Eigenschaften der vorgesehenen Antenne bestimmt. Diese können jedoch nur durch eine Feldstärkemessung erfaßt werden. Da die Messung der Feldstärke mit einem gewissen Aufwand verbunden ist und nicht in jedem Falle durchgeführt werden kann, wird im allgemeinen die Ankopplungsspule für die Hochantenne zu dieser Messung herangezogen, wobei die eigentliche Messung mit normaler Kunstantenne erfolgt. Hierbei ist jedoch der Kopplungsfaktor von entscheidender Bedeutung. Die meßbaren Geräteeigenschaften können durch den Kopplungsfaktor zwischen Antennenspule und Vorkreis positiv und negativ beeinflußt werden. Empfindlichkeitsangaben, die sich auf solche Messungen beziehen, sind deshalb immer unter Berücksichtigung des Kopplungsfaktors zu werten. Im Mittel beträgt dieser beim Gerät „Ilona" für M 20%, für L 40%, K I 18%, K II 14%.

Die Mischung erfolgt in bekannter Weise mit der DK 96. Bei Kurzwellenempfang ist die Regelung des Steuergitters dieser Röhre kurzgeschlossen, um bei großen Eingangsspannungen Frequenzverwerfungen des Oszillators zu verhindern. Gleichzeitig wird die Antennenkopplungsspule für Mittelwelle HF-mäßig durch C_7



Empfindlichkeitskurven



Oszillatorspannungsverlauf

kurzgeschlossen. Zur Neutralisation des sogenannten Induktionseffektes der DK 96 wurde das Kompensationsglied R_3 und C_{12} eingefügt. Der Induktionseffekt wirkt sich als Mitziehen des Oszillators beim Vorkreisabgleich aus. Dies kommt dadurch zustande, daß eine induktive Komponente zwischen Steuergitter und Oszillatorgitter vorhanden ist, die einer negativen Kapazität von etwa 2 pF gleichkommt. Die Kompensation dieses Effektes ist jedoch nur innerhalb eines begrenzten Bereiches vollkommen wirksam. Da sich dieser Effekt einerseits bei ausgedrehtem Drehko entsprechend dem größten Kopplungsfaktor und andererseits in einem Frequenzgebiet größer 10 MHz besonders stark bemerkbar macht, wurde die Dimensionierung bei 12 MHz vorgenommen. Auf diese Weise wird eine Verminderung des Mitzieheffektes erzielt, vollkommen ausgeschaltet wird er jedoch nicht. Um Fehlabgleich zu vermeiden, wird empfohlen, die KW-Vorkreise mit einem Rechteckgenerator abzugleichen.

Der Oszillator arbeitet mit induktiver Rückkopplung. Aus Sicherheitsgründen bezüglich der Lebensdauer der Röhren wurde eine Schwingsicherheit bis 1,1 V Heizspannung festgesetzt. Die in der DK 96 gebildete Zwischenfrequenz wird im ZF-Verstärker weiter verarbeitet. Die verwendeten Bandfilter sind mit einer induktiven Kopplung versehen und besitzen eine Leerlaufgüte von Q = 150. Durch den parallelliegenden Innenwiderstand der Röhre und durch die Schaltelemente tritt eine Bedämpfung auf, die zur Betriebsgüte $Q_B \approx 100$ führt. Die Kreiskapazität beträgt 100 pF.

Da der Resonanzwiderstand des Bandfilters im Betriebszustand in der Größenordnung des kritischen Widerstandes liegt, würde ohne Neutralisation der $c_{g/a}$ ein ZF-Schwingen eintreten, wenn der Gitterkreis und Anodenkreis abgestimmt und die dazugehörigen Kreise der Bandfilter verstimmt sind. Aus diesem Grund wurde eine Schirmgitterneutralisation der DF 96 vorgesehen.

Die Gleichrichtung des HF-Signals erfolgt im Diodensystem der DAF 96, während das Pentodensystem als Niederfrequenzverstärker arbeitet. Die Endstufe ist mit der DL 96 bestückt, deren Anodenstrom durch den Regler R_{16} eingestellt werden kann. Auf diese Weise werden die Toleranzen, denen speziell die Batterieröhren unterworfen sind, ausgeglichen. Zur Anpassung des Klangbildes ist eine Gegenkopplung vorgesehen. Ohne Gegenkopplung wird ein nahezu geradliniger Frequenzgang erzielt, der besonders zum Empfang im Freien geeignet ist. Mit Gegenkopplung erfolgt eine Mittelabsenkung, so daß das Klangbild allgemeinen Ansprüchen in geschlossenen Räumen genügt. Die DL 96 ist mit einer Heizfadenhälfte abschaltbar. Bei Batteriebetrieb können dadurch 2 mA Anodenstrom eingespart werden. Auf Grund des verwendeten hochwertigen Lautsprechers ist es empfehlenswert, das Gerät stets mit reduziertem Anodenstrom zu betreiben und erst im letzten Drittel des Lebensdauerzeitraumes der Anodenbatterie die Sparschaltung aufzuheben. Dadurch kann die Lebensdauer der Anodenbatterie erheblich erhöht werden.

Bei Netzbetrieb wird eine zwangsläufige Umschaltung der Stromversorgung vorgenommen. Der NC-Sammler wird ständig mit 30 mA geladen. Das Gerät ist

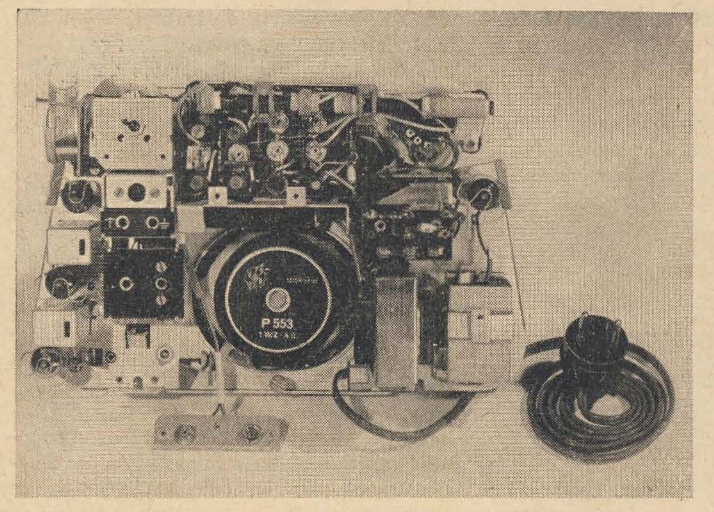
DK 96 DF 96 DAF 96 DL 96

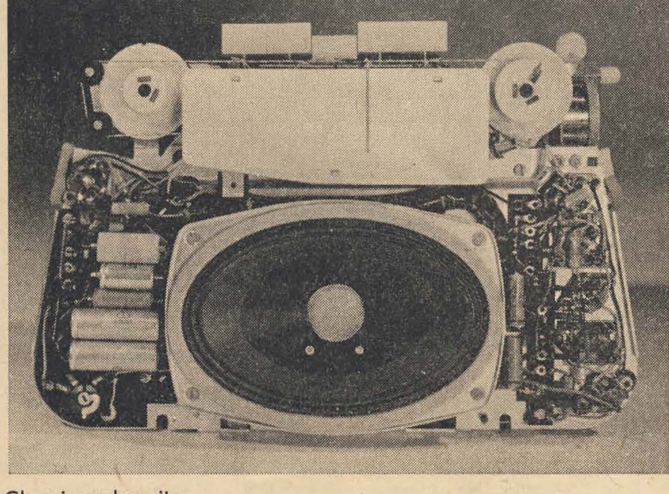
K II | K I | M | L | Laden

Umschaltung Batterie-Netz

Netzschalter

125 V~ 220 V~


Chassishinterseite


Chassisvorderseite

somit für Batteriebetrieb stets betriebsbereit. Bei gedrückter Ladetaste werden sämtliche Funktionen abgeschaltet, lediglich der NC-Sammler erhält einen Ladestrom von etwa 200 mA und ist — vollkommene Entladung vorausgesetzt — nach 17 Stunden mit voller Kapazität betriebsbereit.

Technische Daten

Stromart:	220 V/125 V Wechselspannung Anodenbatterie 85 V Hersteller: VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik NC-Sammler 2 Ah Monozelle zusätzlich einsteckbar
Wellenbereiche:	L 150...340 kHz M 510...1620 kHz K I 25 ...32 m K II 37,5...51 m
Röhrenbestückung:	DK 96, DF 96, DAF 96, DL 96
Netzgleichrichter:	Selengleichrichter für Heizspannung: E-Gleichrichter für Anodenspannung: B-Gleichrichter
Zahl der Kreise:	6
ZF:	468 kHz
Schwundausgleich:	auf 2 Röhren rückwärts wirksam
Bandbreite:	im Mittel 4 kHz
Selektion:	ZF 1 : 60 M 1 : 250 L 1 : 250
Spiegelselektion:	K I 1 : 7 K II 1 : 15
Empfindlichkeit:	für M, K I, K II besser 50 μV für L besser 100 μV gemessen mit Kunstantennen 200 pF/400 Ω an Antennenbuchse
Klangfarbe:	für Camping- und Heimempfang in 2 Stufen schaltbar
Gegenkopplung:	frequenzabhängig von Anode nach Gitter DL 96
Frequenzgang:	„Heim“: Absenkung der Mittellagen um 14 dB „Camping“: linear, 3 dB Abfall bei 150 Hz
Ausgangsleistung:	größer 125 mW bei 10% Klirrfaktor gemessen mit ohmschem Widerstand R = 4 Ω
Lautsprecher:	P 553 Hersteller: VEB Elektrogerätebau Leipzig Abmessungen: 100×150 mm
Sparschaltung:	vorhanden
Betriebszeit:	Anodenbatterie 90 Std. NC-Sammler bei einer Ladung 15 Std. NC-Sammler bei einer Ladung mit parallel geschalteter Monozelle 32 Std.
Gehäuse:	Holzgehäuse mit Kunstlederbezug
Abmessungen in mm:	295×205×100
Gewicht:	3,5 kp

Wir lernten kennen: Koffersuper „ILONA“

Unserem Erprobungsbericht über die „Ilona“ sei eine kurze Betrachtung über das Kofferempfängersortiment vorangestellt.

Nachdem der VEB EAK Hartmannsdorf seinen ehemaligen Mittelwellen-Koffersuper „Spatz“ auf die Bereiche K, 2×M und L erweitert hatte, erschien jetzt, — nach dem Auslaufen der Fertigung der „Sylva“ (M und L) — vom VEB Funkwerk Halle die „Ilona“, ebenfalls mit Empfangsmöglichkeiten auf Kurz-, Mittel- und Langwelle. Damit verfügen alle zur Zeit angebotenen Reiseempfänger (Stern 1, Trabant, Spatz, Ilona) über drei Wellenbereiche. Das bedeutet, daß ihren Abmessungen, ihrem Gewicht und nicht zuletzt ihrem Preis von vornherein gewisse Mindestgrenzen gesetzt sind. Es fehlt im Sortiment also der Typ des kleineren, leichteren und billigeren Empfängers, der bei weniger Aufwand gut für Reise und Camping geeignet ist. Hier hatten sich offensichtlich Produktion und Handel nicht genügend abgestimmt.

Nun zur „Ilona“ selbst. Das für M, L und 2×K ausgelegte Gerät wurde mit der üblichen Standardröhrenbestückung als 6-Kreis-Super aufgebaut. Besondere Aufmerksamkeit schenkten die Entwickler dem Kurzwellenbereich, der dann auch eine ausgezeichnete Empfindlichkeit aufweist. Prinzipiell kann man allerdings über die Bedeutung des Kurzwellenempfangs im Inland anderer Meinung sein (s. o.). Auch die Empfindlichkeit auf den anderen Bereichen ist als gut zu bezeichnen.

An Schaltungsbesonderheiten ist neben der sehr vorteilhaften Sparschaltung, die ebenfalls durch einen Schiebeschalter einstellbare Tonblende zu erwähnen, die zwei charakteristische Frequenzgänge, einmal für den Betrieb in geschlossenen Räumen und zum anderen beim Empfang im Freien, einzustellen gestattet. Unseres Erachtens bringt die Tonblende aber nicht den gewünschten Effekt, man hätte auf sie verzichten können. Bei der Wiedergabe sind dem Bemühen verständlicherweise durch die zur Verfügung stehenden Lautsprechertypen und durch die Ausgangsleistung Grenzen gesetzt.

Von der elektrischen Seite her zeigt das Gerät keine Beanstandungen, einige Mängel weist aber der mechanische Sektor auf.

So ist zum Beispiel das Unterbringen der Netzschnur beim Umschalten von Netz- auf Batteriebetrieb zu nennen. Dabei muß der Netzstecker in eine bestimmte Buchse gesteckt und die Netzschnur im Innern des Gerätes untergebracht werden. Bei unserem Testgerät gehörte schon einige Geschicklichkeit dazu, sie kunstgerecht — ohne auf die Dauer die Schaltung zu beschädigen — zu verstauen. Zu beachten ist bei dieser Umschaltung ferner, daß beim dabei notwendigen Abnehmen der Rückwand die Anodenbatterie sehr leicht herausfällt. Eine Sicherungsvorrichtung wäre hier angebracht.

Die Konstruktion der für den Kurzwellenempfang vorgesehenen ausziehbaren Stahlbandantenne ist mangelhaft. Erstens machte es einige Schwierigkeiten, sie auf eine bestimmte Länge zu bringen, ohne daß sie wieder zusammenrutschte und zweitens genügte bei ausgezogener Antenne die kleinste Erschütterung zur unerwünschten Veränderung der eingestellten Antennenlänge.

Wie wir bereits für den „Spatz“ anregten, empfehlen wir auch für die „Ilona“, wegen der bei Kofferempfängern notwendigen guten Stabilität, statt der verwendeten Glasskala eine Skala aus Kunststoff vorzusehen.

Für den Service wird das Auswechseln der Röhren nicht immer leicht sein, hier behindern die Röhrenhalterungen die Zugänglichkeit.

In bezug auf das Äußere der „Ilona“ — ein mit Kunstleder bezogenes Holzgehäuse — mußte schon vom Material her auf eine wirklich moderne Linie verzichtet werden, obwohl sich für die Form sicher eine ansprechendere Lösung hätte finden lassen.

Wenn auch die genannten Mängel der technischen Qualität des Gerätes keinen Abbruch tun, so sei abschließend doch festgestellt, daß man dieser Neuentwicklung des Funkwerks Halle eine bessere und hübschere Aufmachung gewünscht hätte.

Erwähnt sei noch, daß uns ein Mitarbeiter des Funkwerkes Halle bei einer Unterredung versicherte, daß eine Skala aus unzerbrechlichem Material verwendet und die Antennenkonstruktion verbessert werden soll. Ferner soll eine Befestigungsvorrichtung für die Anodenbatterie vorgesehen werden.

Biodszun

BAUANLEITUNG:

G. HOHMUTH

Entzerrer für magnetische Tonabnehmer

Für die hochwertige Wiedergabe von Schallplatten erfreut sich nach wie vor der magnetische Tonabnehmer großer Beliebtheit. Allerdings langt die von ihm abgegebene Spannung nur in den seltensten Fällen zur Aussteuerung des nachfolgenden Verstärkers aus, so daß ein Vorverstärker zwischengeschaltet werden muß.
Zweckmäßigerweise wird innerhalb dieses Vorverstärkers gleichzeitig die Schneidkennlinienentzerrung vorgenommen. In der DDR stehen an hochwertigen magnetischen Abtastern die Systeme der TAMU-Reihe des VEB Funkwerk Zittau zur Verfügung, für deren Anschluß der im nachfolgenden beschriebene Verstärker ausgelegt ist.

Erforderliche Verstärkung und Entzerrung

Der TAMU 1 besitzt eine Empfindlichkeit von etwa 2,0 mV/cm · s^{-1}, der in neuerer Zeit gelieferte TAMU 2 eine von etwa 4,5 mV/cm · s^{-1}. Der Innenwiderstand dieser Abtaster beträgt 200 Ω. Normmäßig, d. h. nach DIN 45537, ist für Schallplatten M 33 eine Vollaussteuerung von $\hat{v} = 10\ cm \cdot s^{-1}$ festgelegt, für die Schallplatten M 45 nach DIN 45536 beträgt die Vollaussteuerung $\hat{v} = 12\ cm \cdot s^{-1}$. Damit ergibt sich bei der Abtastung von M 33-Platten beim Verwenden des TAMU 1 eine maximale Ausgangsspannung von 15 mV, die sich bei der Anwendung des TAMU 2 auf 40 mV erhöht.

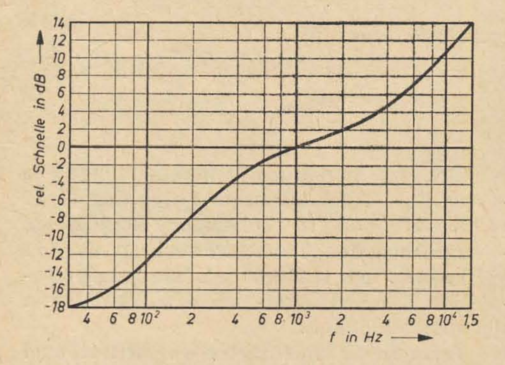


Bild 1: Aufnahmecharakteristik: Frequenzgang der Schnelle bei konstanter Eingangsspannung der zu verwendenden Aufnahmeapparatur nach DIN 45533, DIN 45336, DIN 45537. Wiedergabecharakteristik: Spiegelbildlich zur Aufnahmecharakteristik

Die genormte Schneidcharakteristik ist im Bild 1 dargestellt. Bei der Abtastung mit einem magnetischen Abtaster, welcher eine der anregenden Schnelle proportionale Ausgangsspannung liefert, ist eine der Schneidkennlinie reziproke Entzerrung erforderlich, d. h. die Frequenzen unterhalb 1 kHz müssen angehoben, die oberhalb 1 kHz abgesenkt werden. Die im Bild 1 dargestellte Kurve wird durch Reihenschaltung dreier RC-Glieder mit den Zeitkonstanten 3180 μs, 318 μs und 50 μs charakterisiert. Damit ist bereits festgelegt, daß mit RC-Gliedern eine optimale Annäherung an die ideale Entzerrercharakteristik erzielt werden kann. Im westlichen Ausland ist vielfach noch eine etwas abweichende Aufnahmekennlinie in Anwendung. Dort erfolgt bei der Aufnahme eine Höhenanhebung mit 75 μs. Dies ergibt z. B. bei 10 kHz eine Höhenanhebung von 13,5 dB. Da fast alle Rundfunkempfänger bzw. Verstärker eine individuelle Höhenentzerrung ermöglichen, wurde auf eine Umschaltung innerhalb dieses Vorverstärkers verzichtet.
Für die Tiefenentzerrung nach Bild 1 mit RC-Gliedern wird eine Verstärkung von etwa 20 dB (= 10fach) benötigt. Neuere Rundfunkempfänger benötigen zur Vollaussteuerung etwa 200 mV, so daß bei Verwendung des TAMU 1 insgesamt eine Verstärkung (einschließlich Entzerrerdämpfung) von ≧ 40 dB benötigt wird.

Schaltung

Eine Verstärkung von 40 dB (= 100fach) läßt sich sowohl mit einer Pentode wie auch mit zwei Trioden erreichen. Das Verwenden von Trioden ist jedoch zweckmäßiger, da hierbei die Entzerrungsglieder zwischen beide Verstärkerstufen geschaltet werden können. Dabei wird gleichzeitig erreicht, daß der Eingang der ersten Stufe ausreichend hochohmig gegen den frequenzabhängigen Innenwiderstand des Abtasters und der Ausgangswiderstand der zweiten Stufe weitgehend frequenzunabhängig und relativ niedrig ist.
In der Grundschaltung unter Verwendung der ECC 81, Bild 2, sind beide Stufen durch unüberbrückte Katodenwiderstände stromgegengekoppelt. R_7, R_8 und C_5 stellen einen frequenzabhängigen Spannungsteiler dar, der maßgebend für die Tiefenanhebung ($f_g = 500$ Hz) ist. Dabei bestimmt das Verhältnis $R_7 : R_8$ das Maß der Tiefenanhebung und das Größenverhältnis von $C_5 : R_8$ die Grenzfrequenz.
Der Gitterableitwiderstand R_6 ist an den Eingang der frequenzabhängigen Schaltung gelegt. Bei unmittelbarer Anordnung am Steuergitter von $Rö_{I\ II}$ und Einhaltung des vom Röhrenhersteller festgelegten Grenzwertes, würde dieser Widerstand das Glied R_8, C_5 in seiner Wirksamkeit bei tiefen Frequenzen stark behindern. Der Kondensator C_6 sorgt für den Höhenabfall oberhalb 1 kHz, für die Grenzfrequenz (hier 3,2 kHz) ist die Parallelschaltung von R_8, C_6 maßgebend.
Kurve a im Bild 3 zeigt, daß der erreichte Frequenzverlauf, bezogen auf die DIN-Entzerrung (Bild 1), um max. 1 dB abweicht.
Zur Unterdrückung der bei der Schallplattenwiedergabe unter Verwendung normaler Heim-Plattenspieler auftretenden Rumpelgeräusche ist in einer erweiterten Schaltung (Bild 4) zusätzlich ein aus drei Gliedern bestehender Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von etwa 15 Hz eingebaut. Um die gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Glieder der Kette in Grenzen zu halten, wurde der Widerstand gestaffelt.

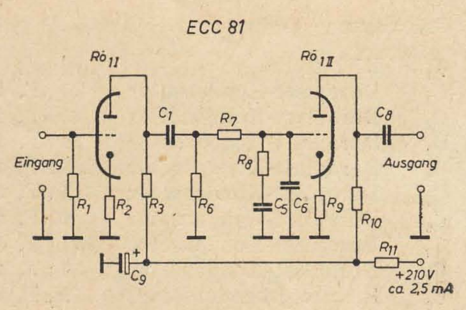


Bild 2: Schaltung des Entzerrers

Im Bild 3 zeigt Kurve b, in welchem Maße eine Tiefenabsenkung erreicht werden konnte.
Während die Verstärkung bei 1000 Hz der beiden Schaltungen etwa 25 dB beträgt, kann durch Überbrücken des Katodenwiderstandes R_2 eine Verstärkungserhöhung von 6 dB erreicht werden. Wird hierzu eine Kapazität von 10 μF gewählt, so tritt eine weitere Erhöhung der Steilheit des Rumpelfilters ein (Kurve c im Bild 3).
Zur teilweisen Unterdrückung der bei 15 kHz wirksam werdenden Rillen-Nadelresonanz der TAMU-Systeme können zu R_4 500 pF parallelgeschaltet werden (C_7). Damit ergibt sich ein Frequenzgang, wie ihn Bild 3, Kurve d, wiedergibt.
Die Dimensionierung der Siebkette C_8, R_{11} für die Anodenspannung hängt stark von der Welligkeit der Speisespannung ab. Gegebenenfalls muß eine weitere Kette vorgeschaltet werden. Die Heizspannung sollte zweckmäßigerweise aus einer vom übrigen Verstärker getrennten Heizwick-

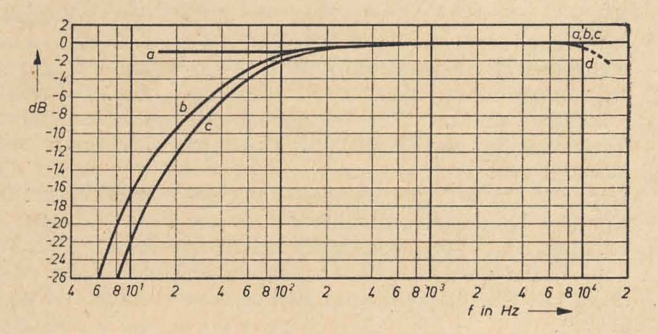


Bild 3: Frequenzgang des Entzerrers bezogen auf die Sollkurve im Bild 1.
a) Schaltung Bild 2, $V_{1000} \approx 25$ dB
b) Schaltung Bild 4 ohne C_1, $V_{1000} \approx 25$ dB
c) Schaltung Bild 4 mit C_1, $V_{1000} \approx 31$ dB
d) Schaltung Bild 4 mit C_7

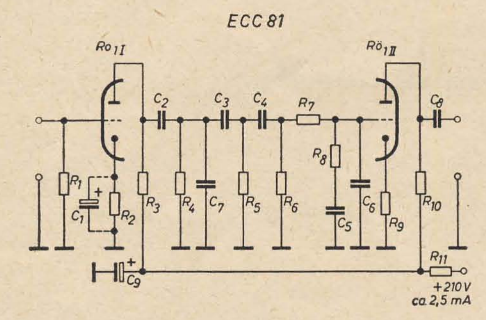


Bild 4: Schaltung des Entzerrers mit Rumpelfilter

lung entnommen werden. Symmetrierung der Heizspannung durch Entbrummer ist zweckmäßig. Diese Maßnahmen, in Verbindung mit sorgfältiger Siebung der Anodenspannung sind deshalb erforderlich, weil für tiefe Frequenzen die Verstärkung nahezu 50 dB erreicht.

Aufbau

Wie aus der Schaltteilliste hervorgeht, wurden möglichst kleine Bauelemente zum Einbau verwendet. Ein Großteil liegt einseitig an Masse, so daß bei Verwendung des Abschirmzylinders des Röhrensockels als Massepunkt eine sehr kompakte Verdrahtung möglich ist. Wie Bild 5 zeigt, wurden beim Mustergerät die Bauelemente um den Röhrensockel gruppiert.

Ein U-förmig abgebogener Blechstreifen kann bei diesem Aufbau gleichzeitig zur Befestigung der Bauteile (Röhrensockel, Röhrenabschirmung, Anschlußbrett) und zur Abschirmung der Schaltung dienen, so daß der Entzerrer als komplette Einheit nachträglich an ein Laufwerk bzw. in einen Verstärker eingebaut werden kann.

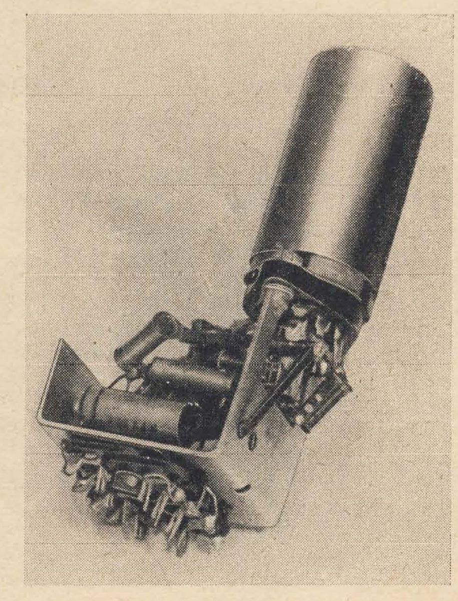




Bild 5: Ansicht des Entzerrers

Stückliste

C_1	Kleinstelko	10 μF, 6 V	
C_2	Duroplast-Kondensator	50 nF, 250 V	
C_3	Duroplast-Kondensator	25 nF, 125 V	
C_4	Duroplast-Kondensator	10 nF, 125 V	parallelgeschaltet zu 12,5 nF
C_4	Duroplast-Kondensator	2,5 nF, 125 V	
C_5	Duroplast-Kondensator	5 nF, 125 V	
C_6	Duroplast-Kondensator	1 nF, 125 V	
C_7	Duroplast-Kondensator	500 pF, 125 V	
C_8	Duroplast-Kondensator	50 nF, 250 V	
C_9	Elektrolytkondensator	50 μF, 350 V	
R_1	Schichtwiderstand	10 kΩ, 0,1 W	
R_2	Schichtwiderstand	1 kΩ, 0,1 W	
R_3	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,25 W	
R_4	Schichtwiderstand	250 kΩ, 0,1 W	
R_5	Schichtwiderstand	500 kΩ, 0,1 W	
R_6	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,1 W	
R_7	Schichtwiderstand	500 kΩ, 0,1 W	
R_8	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,1 W	
R_9	Schichtwiderstand	800 Ω, 0,1 W	
R_{10}	Schichtwiderstand	25 kΩ, 0,25 W	
R_{11}	Schichtwiderstand	40 kΩ, 0,5 W	
$Rö_1$	ECC 81		

Versuche mit neuer Klangqualität

Verfahren zur Erzielung einer natürlichen Klangempfindung bei der Wiedergabe akustischer Darbietungen nach DWP Nr. 5780

Erfinder: Ing. H. Buttenberg

Obwohl das Verfahren bereits seit dem 1. 4. 1952 patentiert, ist es zur Erprobung auf dem Gebiete des Films nicht über einige Studioversuche hinausgekommen. Das lag zum Teil daran, daß die Erprobung in einem geeigneten Lichtspieltheater wegen fehlender technischer Voraussetzungen unterblieb, andererseits aber über die Anwendung des 4. Kanals noch keine Entscheidung getroffen war. Bereits bei den Vorversuchen in einigen Defa-Studios und im Amt für Erfindung und Patentwesen erkannten alle Beteiligten, welche Möglichkeiten dieses Verfahren zur Erzielung einer natürlichen Klangempfindung bietet. Erst die Entscheidung der damaligen HV Film, die mehrkanalige Magnettontechnik (4-Kanal) einzuführen, schaffte die Voraussetzungen, sich mit dem oben genannten Verfahren für die Filmtechnik näher zu beschäftigen.

Der erste Großversuch in einem dafür geeigneten Lichtspieltheater fand dann am 17. März 1959 vor einem größeren Kreis von Fachleuten und Interessenten im „Charlott"-Lichtspieltheater in Potsdam statt[1]).

Zur Erprobung dieses Verfahrens mußten besondere Musikbänder, sogenannte Testbänder, hergestellt werden, um eine Gegenüberstellung der einzelnen Verfahren der Mehrkanaltechnik zu haben.

Wie schon im Beitrag in radio und fernsehen 9 (1959) angedeutet wurde, wies das Experiment in Potsdam noch einige Mängel auf. Insbesondere stellte sich heraus, daß entgegen der empirischen Beurteilungen des Versuchsraumes die Diffusion des 4. Kanals nicht ausreichend und seine Abstrahlleistungen in den hohen Frequenzen zu gering war.

Weiterhin war entsprechend der Größe dieses Zuschauerraumes bereits bei den Aufnahmen noch nicht die volle Möglichkeit des „Haas-Effektes" ausgenutzt worden. Bei sämtlichen Testbändern betrug die Verzögerung des 4. Kanals nur 18 Millisekunden anstelle von 35 Millisekunden, wie es für diesen Raum notwendig gewesen wäre. Dadurch wurde ab Saalmitte nach hinten der 4. Kanal vielfach als zweite Schallquelle empfunden, was auf alle Fälle zu vermeiden ist.

Außerdem war leider die Vergleichbarkeit der Aufnahmen dadurch stark beeinträchtigt, daß wegen der Aufnahmenlänge der zeitliche Abstand zu groß war und nicht schnell und in beliebiger Reihenfolge zwischen den Testen gewechselt werden konnte. Des weiteren war die Interpretation des Orchesters bei den Aufnahmen unterschiedlich.

Trotz dieser angeführten Versuchsmängel hat die Beurteilung durch den Expertenkreis ergeben, daß der günstigste Eindruck dort lag, wo das Verfahren von Herrn Buttenberg mit angewendet wurde.

Dieser erste Großversuch schaffte die Grundlage für weitere Arbeiten auf diesem Gebiet in der Filmtechnik.

Im Laufe des Jahres wird es also notwendig sein, daß sich die Studios und die Zentralstelle für Filmtechnik mit weiteren Versuchen dieser Art beschäftigen, damit über die praktische Anwendung des o. a. Verfahrens, das zu einer wesentlichen Bereicherung des Klangbildes beitragen kann, bis Ende des Jahres entschieden wird. *Walter Gersdorf, VVB Film*

[1]) Siehe radio und fernsehen 9 (1959) S. 289.

HELMUT DEGNER

Methodik der Überleitung von Hochfrequenz- und Fernmeldegeräten in die Fertigung

Die Vorbereitung der Fertigung von neuentwickelten Geräten erfordert eine wohldurchdachte Systematik. Die Grundlage dafür bildet die „Ordnung der Planung für Forschung und Technik" des Zentralen Amtes für Forschung und Technik beim Forschungsrat der DDR. Sie enthält u. a. in systematischer Folge den Entwicklungsablauf von Geräten und die technologische Fertigungsvorbereitung bis zum Anlauf der Serie. Zur eindeutigen Kennzeichnung des Entwicklungsstandes bedient man sich sogenannter Leistungsstufen.

Wie aus der Ordnung der Planung (siehe Anhang) ersichtlich ist, beginnt die technologische Arbeit bei der Leistungsstufe K 3 — Konstruktion des Funktionsmusters. In Zusammenarbeit mit den Entwicklungsingenieuren und Konstrukteuren legt der Planungstechnologe in groben Zügen die bei der späteren Serienfertigung zur Anwendung kommenden Fertigungsverfahren fest. Sie gelten neben den festgelegten elektrischen und konstruktiven Bedingungen als weiterer Hinweis für die zweckentsprechende Gestaltung des Gerätes. Beim Bau des Funktionsmusters (Leistungsstufe K 4) lernt der Technologe bereits bestimmte fertigungstechnische Probleme kennen. Entscheidenden Anteil nimmt er jedoch erst bei der nachfolgenden Entwicklung und Konstruktion entsprechend Leistungsstufe ÜK 6a. Seine fertigungstechnische Mitarbeit (Leistungsstufe ÜK 6b) spielt eine große Rolle bei der Ausarbeitung der fertigungsgerechten Konstruktionsunterlagen. Hier hat er seinen Einfluß auf wirtschaftliche Tolerierung, zweckmäßige Werkstoffwahl, qualitätsgerechte Oberflächengestaltung usw. geltend zu machen. Diese Arbeit ist von außerordentlicher Bedeutung für den späteren Fertigungsablauf. Auf Grund der entstehenden Konstruktionsunterlagen (nach ÜK 6a) wird der Planungstechnologe in die Lage versetzt, technologische Vorprojekte und Wirtschaftlichkeitsberechnungen durchzuführen. Ergeben sich daraus bzw. aus der technologischen Mitprüfung konstruktive Änderungen, so werden diese in Leistungsstufe ÜK 6c sofort eingearbeitet.

Nunmehr liegen komplette, fertigungsgerechte Konstruktionsunterlagen vor, nach denen der Bau eines (oder mehrerer) Fertigungsmuster beginnt (Leistungsstufe ÜK 7b). Das Fertigungsmuster wird normaler Weise in Handfertigung von hochqualifizierten Fachkräften hergestellt. Sind dazu provisorische Werkzeuge erforderlich, so werden diese vorher geplant und gefertigt (Leistungsstufe ÜK 7a). Das Fertigungsmuster, das in seiner Ausführung dem späteren Seriengerät bereits sehr nahe kommt, wird in Leistungsstufe ÜK 8 einer eingehenden mechanischen und elektrischen Prüfung und funktionsmäßigen Erprobung durch die Entwicklungsstelle, den Fertigungsbetrieb und nötigenfalls auch durch den Bedarfsträger unterzogen. Die Erprobung erfolgt meist über einen längeren Zeitraum. Alle Entwicklungs- und Konstruktionsunterlagen werden nochmals überprüft und Änderungen, die sich durch die Erprobung ergeben, unverzüglich eingearbeitet. Damit ist die Hauptarbeit der Entwicklungsstelle erledigt. In einer Überleitungsbesprechung, an der u. a. die verantwortlichen Vertreter der Entwicklungsstelle, des Fertigungsbetriebes und nötigenfalls des Bedarfsträgers teilnehmen, werden alle Probleme noch einmal behandelt und das entwickelte Gerät in die Fertigung überführt.

In der Technologischen Abteilung beginnt nunmehr die direkte Vorbereitung der Fertigung in mehreren Gruppen, die zum Teil parallel arbeiten, um die Vorbereitungszeit möglichst kurz zu halten. Die Arbeit in diesen Gruppen ist abhängig von der jeweiligen Fertigungsart. Das zu fertigende Produkt und die davon herzustellende Stückzahl bestimmen auch die Organisation der Fertigung, d. h. die anzuwendende Fertigungsart. Zum Beispiel wird die Einzelfertigung angewendet bei dem Bau von Fernseh- und Rundfunkübertragungswagen, bei der Errichtung großer Sender, Fernmelde- und Rundfunkzentralen usw. Die Massenfertigung hat bis jetzt hauptsächlich in der Bauelementeindustrie bei der Herstellung von Widerständen, Kondensatoren, Röhren u. ä. Eingang gefunden, während Rundfunkgeräte, Fernsehgeräte, Haushalt-Elektrogeräte usw. in Serienfertigung hergestellt werden.

Die technologische Vorbereitungsarbeit wird in folgenden Stufen durchgeführt:

a) Planung des Fertigungsablaufes

Der Gerätetechnologe stellt zunächst einen Fristenplan (Durchlaufplan) für die Arbeit der einzelnen technologischen Abteilungen auf. Da die Fertigung des neuen Gerätes zu einem bestimmten Zeitpunkt beginnen soll, muß die Fertigungsvorbereitung der Technologie zu diesem Zeitpunkt abgeschlossen sein. Für die Planung und Anfertigung der Materialbestellunterlagen, Fertigungsunterlagen. Werkzeuge, Vorrichtungen, Lehren, Prüfeinrichtungen usw. werden in diesem Fristenplan Termine festgelegt.

Anhand des Bauschemas, das der Gerätetechnologe als nächstes aufstellt, wird der konstruktive Aufbau des Gerätes analysiert. Hierbei lassen sich bereits Schlüsse auf den Fertigungsablauf ziehen. Die Fertigungsart kann unter Berücksichtigung der zu fertigenden Stückzahl festgelegt werden. Aus dem Bauschema wird der für die Montage wichtige Zusammenbauplan entwickelt. Für den gesamten Fertigungsablauf und als Grundlage für die Arbeit der Produktionsleitung (Fertigungsvorgabe und -lenkung) ist der Fertigungsplan erforderlich, den ebenfalls der Gerätetechnologe aufstellt. Der Fertigungsplan ist eine systematische Zusammenstellung sämtlicher zu dem neu entwickelten Gerät gehörenden Einzelteile, Unter- und Hauptgruppen in der Reihenfolge, in der sie gefertigt und zusammengebaut werden müssen. Gleichzeitig werden dabei die Anliefer- und Lagerstellen festgelegt.

b) Materialplanung

Die Materialberechnungsgruppe ermittelt anhand der vorliegenden Zeichnungen den Bedarf an Halbzeugen und Rohstoffen zur Herstellung der Einzelteile, anhand der Stücklisten und Schaltteillisten den Bedarf an Bezugsteilen, Normteilen, elektrischen Schaltteilen usw. und anhand der Bauvorschriften den Materialbedarf für Wickelteile. Der Bedarf wird zusammengefaßt und in Form einer Materialbestelliste der Abteilung Materialversorgung übergeben.

c) Betriebsmittelplanung

Der Gerätetechnologe und die jeweiligen Fertigungsplaner für die Spezialgebiete (z. B. spanlose Formung, Oberflächenveredlung und Lackiererei, spangebende Formung usw.) legen gemeinsam die zur Fertigung erforderlichen Vorrichtungen, Werkzeuge, Lehren und Transportmittel nach den Bauunterlagen fest. Dabei wird auch den Vorrichtungen und Werkzeugen Beachtung geschenkt, die außerhalb des eigenen Fertigungsbereiches eingesetzt werden — wie z. B. Preß- und Spritzwerkzeuge, Vulkanisierformen für Gummiteile, große Stanz- und Ziehwerkzeuge.

d) Prüfmittelplanung

Die Sachbearbeiter der Gütekontrolle arbeiten anhand der Stromlaufpläne, Bauschaltpläne, Schaltteillisten und Prüfvorschriften einen Entwurf der erforderlichen Prüfmittel aus. In einer gemeinsamen Besprechung mit dem Gerätetechnologen, den Sachbearbeitern der Prüfmitteltechnologie und -fertigung und dem Leiter des jeweiligen Prüffeldes wird die Zweckmäßigkeit der geplanten Prüfmittel unter Beachtung des technologischen Prozesses und eventuell vorhandener Meßgeräte und Prüfeinrichtungen untersucht.

e) Planung der Teilefertigung, des Zusammenbaues und der Prüfung

Nachdem die Betriebsmittel und die Prüfmittel festgelegt sind, beginnt die Arbeit der Fertigungstechnologen für die speziellen Arbeitsgebiete (spangebende und spanlose Formung, Oberflächenveredlung und Lackiererei, Wickelei, Kabellegerei, Montage, Prüffeld usw.). Die Hauptaufgabe besteht darin, den wirtschaftlichsten Fertigungsablauf unter Be-

achtung der geringstmöglichen Zahl von Arbeitsgängen festzulegen. Die Arbeitsgänge sollen dabei möglichst einfach sein, damit nicht unnötig hochqualifizierte Fachkräfte gebunden werden, während die niedrigen Lohngruppen nicht eingesetzt werden können. Die Frage der zu wählenden wirtschaftlichsten Maschinen und Anlagen ist genauso wichtig und so eingehend zu untersuchen wie die der kürzesten Transportwege. Die letzteren sind dabei in ungünstigen Fällen die Ursache von Stillstandszeiten. Eine übertriebene Zusammenlegung von Arbeitsgängen ist jedoch ebenfalls zu vermeiden, da diese den Ablauf kompliziert und oftmals die Ursache von Ausschuß und Stockungen in der Fertigung ist.

Die Anweisungen für die mechanische Kontrolle und die Prüfanweisungen für die elektrische Prüfung werden von der Gütekontrolle aufgestellt. In den von den Technologen aufgestellten Plänen werden bei den jeweiligen Kontroll- und Prüfarbeitsgängen nur Hinweise auf diese Anweisungen gegeben.

Damit ist die erste Phase der technologischen Vorbereitungsarbeit abgeschlossen.

In der nachfolgenden Nullserienfertigung (Leistungsstufe ÜK 9b), die nach Fertigstellung der Vorrichtungen, Werkzeuge, Lehren und elektrischen Prüfeinrichtungen und nach Bereitstellung des erforderlichen Materials durch die Materialversorgung beginnt, wird der geplante Fertigungsablauf mit den gesamten technologischen Prozessen in allen Einzelheiten erprobt. Von unbedingter Wichtigkeit ist dabei die Wahrung der „technologischen Disziplin", d. h., die einzelnen Produktionsabteilungen dürfen von den vorgeschriebenen Arbeitsoperationen nicht willkürlich abweichen. Alle sich ergebenden notwendigen Änderungen im Fertigungsablauf, an den Betriebsmitteln und Prüfeinrichtungen dürfen nur mit Kenntnis und Zustimmung der technologischen Abteilung durchgeführt werden. Außerdem sind alle erfolgten Änderungen schriftlich festzulegen, damit bei der nachfolgenden Auswertung der Nullserienfertigung die Bauunterlagen und die technologischen Unterlagen entsprechend berichtigt werden können.

Die Nullseriengeräte werden nach ihrer Fertigstellung einer eingehenden Prüfung und Erprobung unterzogen (Leistungsstufe ÜK 10a). Dies erfolgt einmal durch die Gütekontrolle des Produktionsbetriebes, um die elektrischen Toleranzen festzulegen (Typenprüfung), die eine wirtschaftliche Fertigung und Prüfung der kommenden Serie ermöglichen. Zum anderen erfolgt die Prüfung und Erprobung durch die Entwicklungsstelle und gegebenenfalls durch den Bedarfsträger, um die Eigenschaften und Funktionen der Geräte über einen längeren Zeitraum zu untersuchen und ihre praktische Verwendbarkeit zu bestätigen. Die technologische Abteilung und die Gütekontrolle fassen alle bei der Fertigung und Prüfung auftretenden Mängel und Fehler in einem Nullserienbericht zusammen, der der Entwicklungsstelle zugeleitet wird.

Dieser Nullserienabschlußbericht und der Erprobungsbericht der Entwicklungsstelle bzw. des Bedarfsträgers (Leistungsstufe ÜK 10) bilden die Grundlage für die Überarbeitung der Konstruktionsunterlagen zur Fertigungsreife (Leistungsstufe ÜK 11).

Die fertigungsreifen Konstruktionsunterlagen werden von der technologischen Abteilung noch einmal überprüft und zur Serienfertigung freigegeben. Damit übernimmt der Fertigungsbetrieb die volle Verantwortung für den weiteren Ablauf.

Anhand der ÜK 11-Unterlagen der Entwicklungsstelle werden nunmehr die technologischen Unterlagen, die Betriebsmittel und Prüfeinrichtungen einer letzten Überarbeitung unterzogen.

Weitere Einzelheiten der technologischen Fertigungsvorbereitung sollen hier nicht behandelt werden, da der gegebene allgemeine Überblick lediglich zum Verständnis der technologischen Vorbereitung der Fertigung von Hochfrequenz- und Fernmeldegeräten und der dabei angewandten Methodik beitragen soll.

ANHANG: Auszug aus der Ordnung der Planung für Forschung und Technik 1959 des Zentralen Amtes für Forschung und Technik beim Forschungsrat der Deutschen Demokratischen Republik

Nomenklatur der Arbeitsstufen und zugehörigen Leistungen

Arbeitsstufen	Art der Arbeit	Leistung
Arbeiten zur Entwicklung von Konstruktionen (K)		
Literatur- und Patentstudien	K 1	Literaturbericht
Untersuchung der Lösungswege und ggf. Entwurf der Konstruktion	K 2	Berechnungen und Skizzen, Anfertigung von Pflichtenheften
Konstruktion des Funktionsmusters	K 3	Konstruktionsunterlagen für das Funktionsmuster
Bau des Funktionsmusters	K 4	Funktionsmuster
Erprobung des Funktionsmusters und Begutachtung des Ergebnisses der Entwicklungsarbeit	K 5	Erprobungsbericht, Gutachten und Vorschlag für die Überleitung in die Fertigung
Arbeiten zur Überleitung von Konstruktionen in die Fertigung (ÜK)		
Ausarbeitung der fertigungsgerechten Konstruktionsunterlagen und des Materialvoranschlages für die Produktion	ÜK 6	Fertigungsgerechte Konstruktionsunterlagen und Materialvoranschlag für die Produktion
Bau des Fertigungsmusters	ÜK 7	Fertigungsmuster
Erprobung des Fertigungsmusters	ÜK 8	Erprobungsbericht
Bau der Nullserie	ÜK 9	Nullserie
Erprobung der Nullserie	ÜK 10	Erprobungsbericht
Überarbeitung der Konstruktionsunterlagen zur Fertigungsreife	ÜK 11	Fertigungsreife Konstruktionsunterlagen und Nachweis der Freigabe für die Produktion

Diese Leistungsstufen der Ordnung der Planung haben in der Praxis der Betriebe eine erhebliche Erweiterung erfahren. So wird z. B. im Rahmen der Entwicklungsstufe K 2 im allgemeinen eine Brettschaltung bzw. ein Labormuster zur grundsätzlichen Erprobung des Entwicklungsweges hergestellt. Erst wenn feststeht, daß der eingeschlagene Entwicklungsweg grundsätzlich richtig ist, wird mit der Konstruktion des Funktionsmusters (K 3) begonnen. Ganz besonders aber sind die Leistungsstufen der Überleitung in die Fertigung von einigen RFT-Betrieben auf Grund gesammelter praktischer Erfahrungen erweitert bzw. unterteilt worden. Sie lauten dann folgendermaßen:

Arbeitsstufen	Art der Arbeit	Leistung
Ausarbeitung der fertigungsgerechten Konstruktionsunterlagen und des Materialvoranschlages für die Produktion	ÜK 6a	Fertigungsgerechte Konstruktionsunterlagen und Materialvoranschlag für die Produktion
Fertigungstechnische Mitprüfung (durch die Technologen des Herstellers)	ÜK 6b	Änderungsvorschläge des Herstellers
Einarbeitung der Änderungen und Freigabe durch Technische Stelle	ÜK 6c	Überarbeitete und freigegebene Konstruktionsunterlagen
Planung und Bau von provisorischen Werkzeugen	ÜK 7a	Provisorische Werkzeuge
Bau des Fertigungsmusters	ÜK 7b	Fertigungsmuster
Prüfung des Fertigungsmusters im Herstellwerk	ÜK 8a	Prüfungsbericht
Prüfung und Erprobung durch die Entwicklungsstelle, ggf. durch Bedarfsträger	ÜK 8b	Prüfung und Erprobungsbericht
Einarbeitung von konstruktiven Änderungen	ÜK 8c	Nullserienreife Konstruktionsunterlagen
Planung und Bau der Fertigungswerkzeuge und Prüfmittel	ÜK 9a	Fertigungswerkzeuge, Prüfmittel
Bau der Nullserie	ÜK 9b	Nullserie
Prüfung und Erprobung der Nullserie im Herstellwerk	ÜK 10a	Erprobungsbericht
Hilfeleistung der Entwicklungsstelle bei der Prüfung und Erprobung der Nullserie	ÜK 10b	
Überarbeitung der Konstruktionsunterlagen zur Fertigungsreife	ÜK 11	Fertigungsreife Konstruktionsunterlagen und Nachweis der Freigabe für die Produktion

W. TAEGER

Die Ablenktechnik in TV-Empfängern mit 110°-Bildröhren

Vor der Einführung der neuen Bildröhren mit 110°-Ablenkung wurden Stimmen laut, die vor einer Überlastung der Ablenkendröhren warnten bzw. am liebsten neue Endröhren einführen oder jeweils mehrere der bisherigen parallel betreiben wollten. Was ist von diesen Befürchtungen übrig geblieben?

Der Winkel, den der abgelenkte Elektronenstrahl beim Schreiben des Bildes von der linken zur rechten Bildschirmkante bestreicht, ist zwar von 90° auf 110° vergrößert worden (womit zwangsläufig Umänderungen in den Ablenkendstufen der Empfänger notwendig werden), aber die größere — unter Umständen mit den bisherigen Röhren nicht mehr aufzubringende — Ablenkleistung tritt nicht auf, weil durch Umkonstruieren der Horizontaltransformatoren mit wesentlich verbesserten Materialeigenschaften die befürchtete Mehrbelastung der Endröhren abgefangen werden konnte. In der besonders kritischen Horizontalendstufe konnte sogar eine, wenn auch geringfügige Verringerung des Katodenstromes erreicht werden. Lediglich die Boosterdiode PY 81 bzw. PY 83 mußte durch eine neue Röhre, die PY 88, ersetzt werden, die eine größere Durchschlagsfestigkeit in Richtung Anode—Katode aufweist. Die folgende Tabelle zeigt eine Übersicht über die erforderlichen Ströme der PL 36 bzw. P(C)L 82 für die 90°- bzw. 110°-Bildröhre; I_k ist der jeweilige Katodenstrom und I_{abl} der Ablenkstrom auf der Sekundärseite der Übertrager in A_{ss}.

	PL 36		P(C)L 82	
	90°	110°	90°	110°
I_k in mA	130	125	25	34
I_{abl} in A_{ss}	2,3	2,3	0,5	0,5

Man erkennt, daß auch die Vertikalendröhre P(C)L 82 weit unter der zulässigen Belastungsgrenze (40 mA) betrieben wird. Bild 1 zeigt den von Nordmende entwickelten Ablenkstabilisator, durch den das Bild in horizontaler und vertikaler Richtung trotz schwankender Versorgungsspannung unverändert bleibt. Außerdem wird auch die Bildröhrenhochspannung auf ihren optimalen Wert festgehalten. Der spannungsabhängige Widerstand (VDR) sorgt für die Gewinnung einer negativen Vorspannung für die PL 36. Die jeweilige Höhe dieser Spannung wird durch die gleichfalls an den VDR-Widerstand gelegte Boosterteilspannung (über das Potentiometer R_{636}) mitbestimmt. Das läuft darauf hinaus, daß beim Absinken der Boosterspannung die Horizontalendröhre eine höhere Gittervorspannung erhält, bzw. beim Ansteigen der Boosterspannung eine kleinere. Diese Regelautomatik ist in der Lage, Netzspannungsschwankungen von ± 10% sicher abzufangen und vor allen Dingen dafür zu sorgen, daß die höchstzulässige Anodenspannung für die Bildröhre — 16 kV — auf keinen Fall überschritten wird.

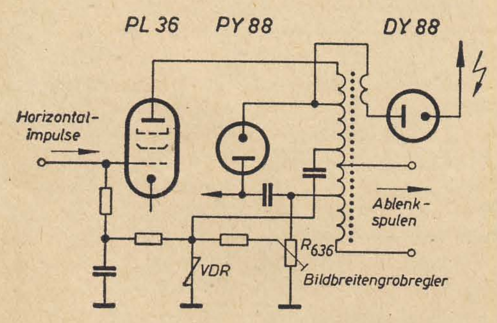


Bild 1: Ablenkstabilisator (Nordmende)

Für die Verwendung der neuen Weitwinkelbildröhren im Fernsehempfänger sind einige besondere Maßnahmen zu beachten. Diese betreffen die Zentrierung des geschriebenen Bildes, die Impulsform der Steuerspannung für die Horizontalendstufe und noch einiges andere. Im Gegensatz zur 90°-Technik stehen Bildhöhe und -breite nicht mehr im Verhältnis 3 : 4, sondern im Verhältnis 4 : 5. Dem dadurch gegebenen geringen Bildverlust steht aber der Vorteil gegenüber, daß man die Überschreibung des Bildes von 6% in horizontaler Richtung in den Rücklauf legen kann und dadurch die Belastung der Zeilenendröhre um etwa 10% verringert. Der zu den neuen Bildröhren passende Horizontalausgangstransformator (z. B. Valvo AT 2016/20) besitzt eine Rücklaufzeit von 21%; theoretisch könnte man wegen des abweichenden Seitenverhältnisses die Rücklaufzeit bis auf 23% vergrößern; mit Rücksicht auf mögliche seitliche Bildverschiebungen bleibt man jedoch besser etwas unter diesem Wert. Die bisher zur Bildzentrierung verwendeten Magnetsysteme, die im allgemeinen aus zwei Polschuhen und einem exzentrisch angeordneten Permanentmagneten bestanden, würden bei den 110°-Bildröhren keine zufriedenstellende Punktschärfe ergeben (exzentrisch verlaufendes Streufeld). Zur Vermeidung dieses Übelstandes müssen für 110°-Röhren zur Zentrierung rotationssymmetrische Anordnungen verwendet werden.

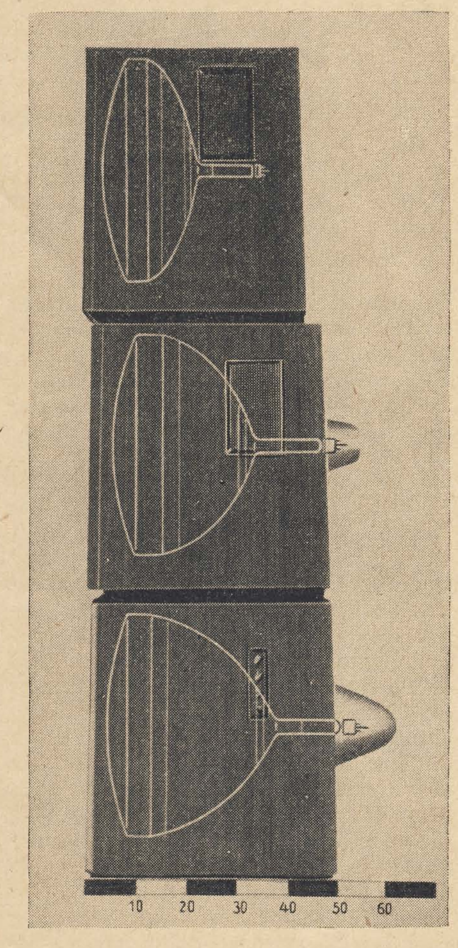


Bild 2: Verkürzung der Gehäusetiefe im Laufe der letzten Jahre für einen Empfänger mit 53-cm-Bildröhre (unten 1955, Mitte 1958, oben 1959/60)

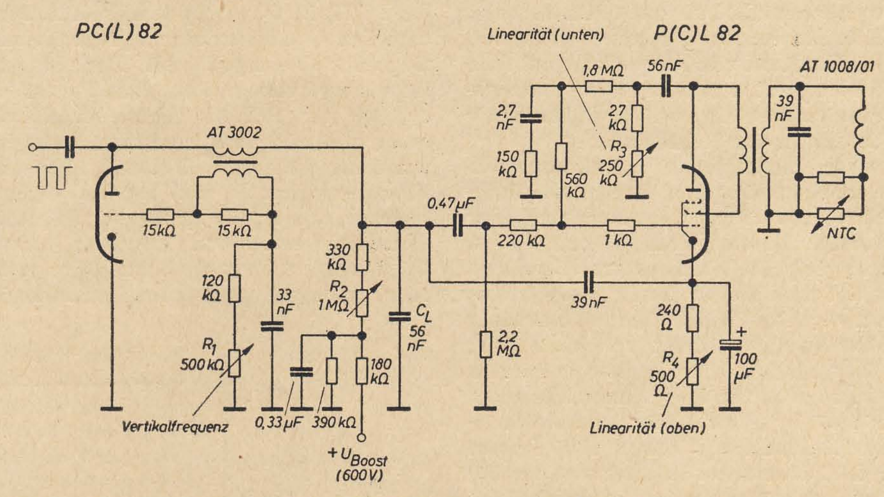
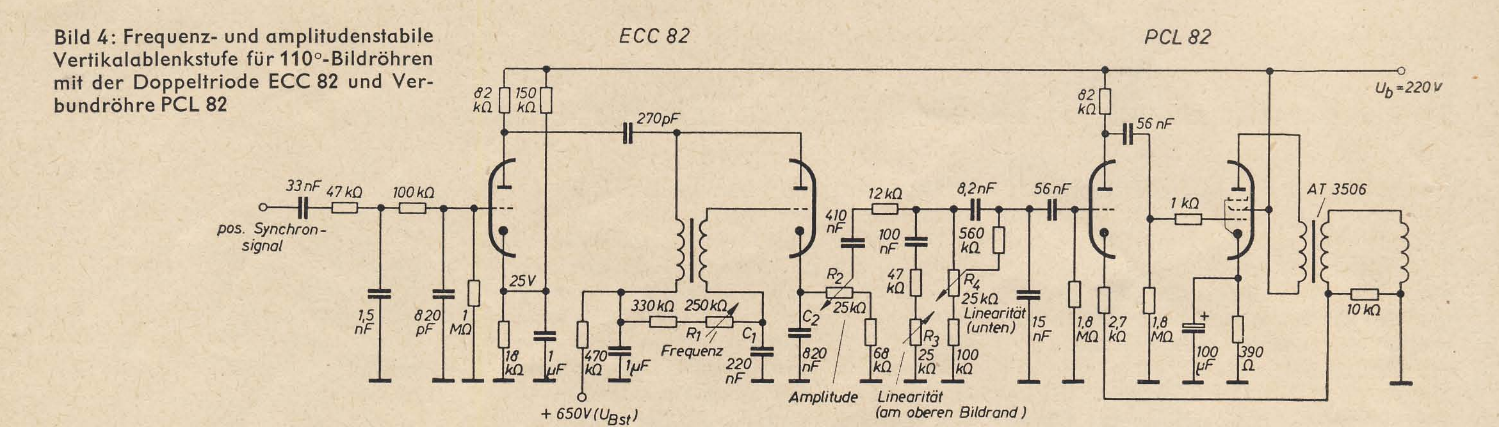


Bild 3: Einfache Vertikalendstufe für 110°-Bildröhren mit der PCL 82

Bild 4: Frequenz- und amplitudenstabile Vertikalablenkstufe für 110°-Bildröhren mit der Doppeltriode ECC 82 und Verbundröhre PCL 82



Bei den Ablenkeinheiten für 110°-Röhren ist darauf zu achten, daß kein Abschatten in den Bildecken auftritt. Ein Maß für die Spulenausführung ist der Bereich, in dem sich die Spule auf dem Röhrenhals zurückschieben läßt, ohne daß Abschattung eintritt. Je geringer dieser Bereich ist, desto schärfere Forderungen sind an die Einhaltung enger Toleranzen in der Spulenfertigung zu stellen.

Im Bild 3 ist die vollständige Schaltung einer für die 110°-Röhre geeigneten Vertikalablenkstufe mit der PCL 82 gezeichnet. Das Triodensystem arbeitet in Verbindung mit dem Transformator AT 3002 als Sperrschwinger. Am Ladekondensator C_L (56 nF) stellt sich ein linearer Anstieg der Sägezahnspannung ein. Um die für die lineare Ablenkung benötigte S-Form der Spannungskurve zu erhalten, wird eine Verzerrung durch Gegenkopplung über das Netzwerk zwischen dem Steuergitter des Triodensystems und der Anode des Pentodensystems herbeigeführt. Der Linearitätsfehler ist in dieser Schaltung auch bei Röhren am Ende ihrer Lebensdauer und bei 10% Netzunterspannung noch kleiner als 2%.

Eine hinsichtlich der Stabilitätsverhältnisse günstigere Schaltung von Valvo mit den Röhren ECC 82 und PCL 82 zeigt Bild 4. Die Schaltung zeichnet sich durch große Konstanz von Frequenz, Amplitude und Linearität sowohl bei Netzspannungsschwankungen, als auch hinsichtlich der Lebensdauer der Röhren aus.

Das Vertikalsynchronsignal wird aus dem Synchronsignalgemisch durch zwei Integrationsglieder ausgesiebt und dem Gitter des ersten Systems der ECC 82 zugeführt. Durch geeignete Wahl des Arbeitspunktes gewinnt man an der Anode des Systems einen negativen Vertikalimpuls mit einer großen Flankensteilheit von etwa 20 V, 15 µs und erzielt dadurch einen definierten Einsatzpunkt für die Synchronisierung, das heißt in erster Linie einen einwandfreien Zeilensprung. Das zweite System der ECC 82 arbeitet in einer von der üblichen Schaltungsweise abweichenden Sperrschwingerschaltung, einem sogenannten Stoßoszillator. Gitterwiderstand und Ladekondensator sind aufgeteilt. Man erhält hierbei am Ladekondensator C_2 einen fast linearen Sägezahn mit einem negativ gerichteten Hinlauf. Die für den Steuersägezahn benötigte Amplitude wird am Potentiometer R_2 in der Katodenleitung eingestellt. Die Anodenspannung des Sperrschwingers wird von der Boosterspannung (etwa 650 V) abgenommen, der Anodenstrom beträgt rund 0,9 mA. Die Amplitude und damit auch die Bildhöhe ist proportional der Boosterspannung und der Vertikalfrequenz. Bei den „üblichen" Senderfrequenzschwankungen von 49,8 ···50 Hz schwankt demnach die Bildhöhe zwischen $-0,4 \cdots +0,2\%$. Die Änderung der Eigenfrequenz des Sperrschwingers beträgt $\Delta f = \pm 0,1$ Hz ($\pm 0,2\%$) bei einer Änderung der Boosterspannung von ± 20 V und einer Heizstromänderung von $\pm 8\%$. Das wesentliche an dieser Schaltung ist in dem Umstand zu erblicken, daß Netzspannungs-, Frequenz- und Amplitudenschwankungen, sowie die Amplitudenregelung mittels des Reglers R_1 keine Änderungen in der Form des Sägezahns verursachen. Die Synchronisierung kann durch einen positiven Vertikalimpuls von etwa 15 V_{ss} am Gitter der E(C)C 82 erfolgen. Ebensogut kann man aber auch die Synchronisierung mit einem negativen Impuls von etwa 20 V_{ss} an der Anode der E(C)C 82 vornehmen. Der in der Amplitude durch den Regler R_2 einstellbare negative Sägezahn gelangt über ein kombiniertes Filter, in dem mittels der Linearitätsregler R_3 und R_4 die Sägezahnform veränderbar ist, an das Gitter der PC(L) 82. Dieses System erhält außerdem eine dem Ablenkstrom proportionale Gegenkopplungsspannung. Der Steuerimpuls wird verstärkt und dem Pentodensystem der PCL 82 zugeführt. Durch diese äußerst stabile Sperrschwingerschaltung ist es möglich, mit Hilfe des Frequenzreglers R_1 und der Linearitätsregler R_3 und R_4 alle Röhren- und Schaltelementtoleranzen zu erfassen; hierzu trägt nicht zuletzt auch noch die etwa 15fache Gegenkopplung bei. Der Linearitätsfehler bleibt stets — auch mit Röhren, die schon fast verbraucht sind und bei 10% Netzunterspannung — kleiner als 5%. Der Synchronisierbereich von 8 Hz ist so einstellbar, daß bei allen Senderfrequenzschwankungen die Vertikalsynchronisierung gewährleistet ist. Durch die Stromgegenkopplung und die Triodenvorstufe der PCL 82 wird vermieden, daß Rückwirkungen der Zeilenimpulse über die Endstufe auf den Generator erfolgen, wodurch der Synchronisiereinsatz und damit der Zeilensprung gestört würden.

Wie bereits eingangs erwähnt, ist die Steuerimpulsform für die Aussteuerung der Horizontalendstufe bei 110°-Ablenkung sehr wichtig, wenn ein optimaler Betrieb der Endstufe gesichert sein soll. Für eine Endstufe mit der hierfür üblichen PL 36 sieht das in Zahlen etwa folgendermaßen aus: Mit einem richtigen Steuerimpuls beträgt der Katodenspitzenstrom der PL 36 etwa $I_k = 230$ mA. Der Regelbereich der stabilisierten Endstufe erstreckt sich nach unten bis zu einer Netzspannung von 185 V (Sollwert 220 V). Bei ungünstiger Formgebung des Steuerimpulses ergibt sich dagegen ein Katodenspitzenstrom von rund 500 mA, also über 100% mehr als bei richtiger Impulsform! Entsprechend ist auch der Regelbereich verkleinert, der eine Stabilisierung nur bis etwa 215 V nach unten zuläßt. Im Bild 5 ist die Schaltung eines Sinusoszillators mit der Röhre PCF 80 dargestellt. Der Schwingkreis liegt zwischen Schirm- und Steuergitter des Pentodensystems, das Triodensystem ist als Reaktanzröhre einem Teil des Oszillatorkreises parallel geschaltet. Die Synchronisation erfolgt hier durch Steuerung der Triode mit Hilfe einer Phasenvergleichsstufe mit den bei-

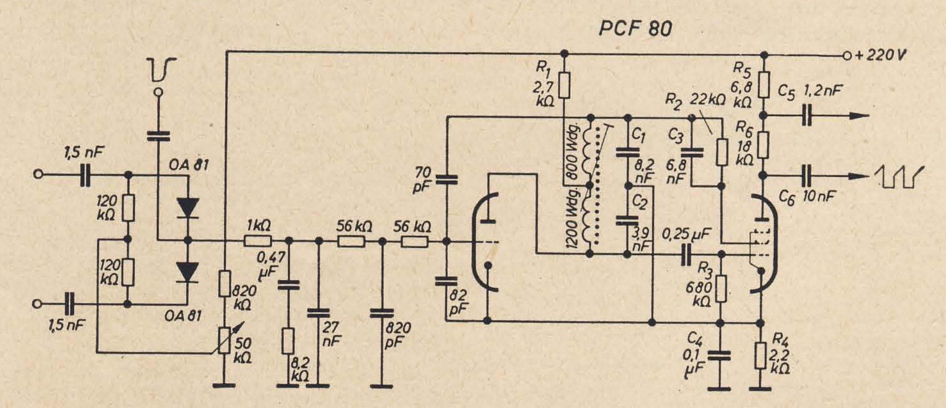


Bild 5: Sinusoszillator mit Reaktanzröhre (PCF 80) für die Horizontalablenkung bei 110°-Bildröhren

den Dioden OA 81. Der Steuerimpuls erhält durch geeignete Dimensionierung von Gitterableitwiderstand R_3 und Anodensiebglied des Pentodensystems die erforderliche Form. Der Wert des Gitterableitwiderstandes bestimmt die Breite des Sperrteiles des Aussteuerimpulses. Diese Breite ist so groß zu wählen, daß während des Rücklaufs keine Bedämpfung durch die zu früh geöffnete Horizontalendröhre eintreten kann, und damit eine unerwünschte Reduzierung der Hochspannung vermieden wird. Im Gittervorspannungsbereich der PL 36 zwischen —100 und —150 V soll die Impulsbreite etwa 13,5 bis 15 μs betragen.

Von den Werten des Anodensiebgliedes R_5, C_5, R_6 hängt die Form des Öffnungsteiles des Steuerimpulses ab. Diese Widerstände und die Kapazität sollen so dimensioniert sein, daß der Katodenspitzenstrom und der mittlere Anodenstrom der PL 36 bei dem vorgegebenen Wert für Hochspannung und Bildbreite möglichst gering bleiben.

Einige Schwierigkeiten bereitete die Umkonstruktion der Horizontalausgangstransformatoren und sonstigen Zubehörteile für die 110°-Bildröhren, um mit den bisherigen Röhrentypen PL 36 und P(C)L82 auch weiterhin auszukommen. Der Valvo-Ausgangstransformator AT 2016/20 ist für die genannten Röhren dimensioniert; als einzige Neuerung mußte als Boosterdiode die PY 88 verwendet werden. Als Hochspannungsdiode wird weiterhin die DY 86 benutzt. Die Wicklungsbreite des neuen Transformators ist sehr groß, damit ergibt sich eine geringere Spulenhöhe und kleinere Streuinduktivität, also ein größerer Kopplungsfaktor zwischen der Primär- und der Hochspannungswicklung. Die weitere Folge ist dann ein sehr kleiner Innenwiderstand der Hochspannungsquelle.

Die Schaltung des Transformators mit allen Röhren und sonstigen Schaltelementen zeigt Bild 6. Die zusätzliche Wicklung g — h liefert symmetrische Impulse für die getastete AVR, für den Phasenvergleich oder für die Dunkeltastung des Horizontalrücklaufs. Dieser Transformator arbeitet mit einer „3. Harmonischen Abstimmung", daher soll die in den Daten angegebene kapazitive Belastung der Wicklungen nicht geändert werden.

Für die Vertikalablenkung bei 110°-Bildröhren wurde von Valvo ebenfalls ein neuer Ausgangstransformator entwickelt (Typenbezeichnung AT 3506, s. a. Bild 4). Dieser Transformator gestattet die Weiterverwendung der Vertikalendröhre P(C)L 82 bei guter Linearität des Ablenkstromes. Durch Verwendung von Bandwickelkernen konnten die Abmessungen des Transformators gegenüber den sonst üblichen Formen sogar verringert werden. Die Primärwicklung hat einen Widerstand von 410 Ω, die Sekundärwicklung von 4,5 Ω; das Übersetzungsverhältnis ist $n_1 : n_2 = 7{,}5$.

Die dazugehörige Ablenkeinheit AT 1008/01 (s. a. Bild 3) wird von Valvo mit eingegossenem NTC-Widerstand zur Temperaturkompensation der Widerstandsänderung der Vertikalspulen hergestellt.

Bild 6: Zusammenschaltung des Horizontalausgangstransformators mit der Endröhre PL 36, Boosterdiode PY 88 und Hochspannungsdiode DY 86

Die Vertikalspulen sind als Toroidspulen ausgebildet und direkt auf einen teilweise konischen Ferroxcube-Ring gewickelt, der den Spulensatz umfaßt und wegen seiner besonderen Formgebung den Ablenkmittelpunkt weit nach vorn verlegt. Die Spulen für die Horizontalablenkung sind als stark ausladende Sattelspulen ausgeführt, wodurch sich eine große Spulenlänge ergibt. Hierdurch entsteht eine hohe Ablenkempfindlichkeit und eine tonnenförmige Verzerrung des Ablenkfeldes, so daß die Ablenkdefokussierung gering bleibt und über die ganze Schirmfläche eine gute Punktschärfe erzielt wird. Zwei magnetisierte Bleche für die Bildzentrierung sind in die Einheit eingebaut. Wegen der symmetrischen Ankopplung der Spulen konnte auf einen Abschirmtopf verzichtet werden. Die horizontale Ablenkempfindlichkeit ist mit Hilfe von zwei Magneten, die auch zur Kissenentzerrung dienen, vorabgeglichen und daher eng toleriert. Gesonderte Kissenentzerrungsmagnete werden nicht benötigt.

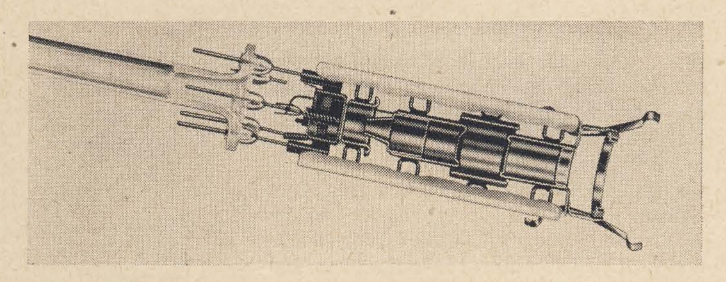
Nach Valvo-Unterlagen

Eine weitere 110°-Bildröhre: AW 61-88

Auch 61-cm-Bildröhren werden jetzt mit 110°-Ablenkung in Westdeutschland hergestellt. Für dieses große Bildformat stand bisher nur die magnetisch fokussierte MW 61-80 (mit 90°-Ablenkung) zur Verfügung. Gegenüber diesem Typ ist die neue (statisch fokussierte) AW 61-88 um 13 cm kürzer. Ihre Länge beträgt 40,3 cm. Damit ist sie noch etwas kürzer als die AW 43-80 und beträchtlich kürzer (9 cm) als die magnetisch fokussierte 43-cm-Röhre mit 70°-Ablenkung (MW 43-64 bzw. B 43 M 1).
Das System der AW 61-88 ist das gleiche wie das der AW 43-88 und AW 53-88. Entsprechend sind auch Sockelschaltung, Heizung, Betriebswerte und Grenzwerte aller drei Röhren vollkommen übereinstimmend[1]).
In den Kapazitäten stimmt die AW 61-88 mit der AW 53-88 überein. Die AW 61-88 wird von Valvo hergestellt und von allen vier westdeutschen Röhrenfabriken vertrieben.

Fritz Kunze

[1]) Diese Daten wurden bereits in der Röhreninformation in radio und fernsehen 9 (1959), S. 295 (Neue Röhren für die 110°-Technik) aufgeführt.



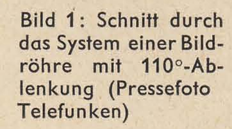


Bild 1: Schnitt durch das System einer Bildröhre mit 110°-Ablenkung (Pressefoto Telefunken)

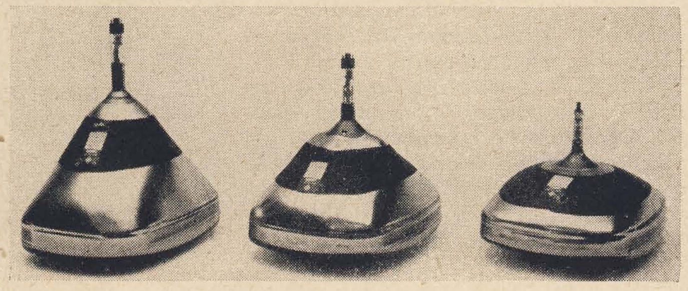
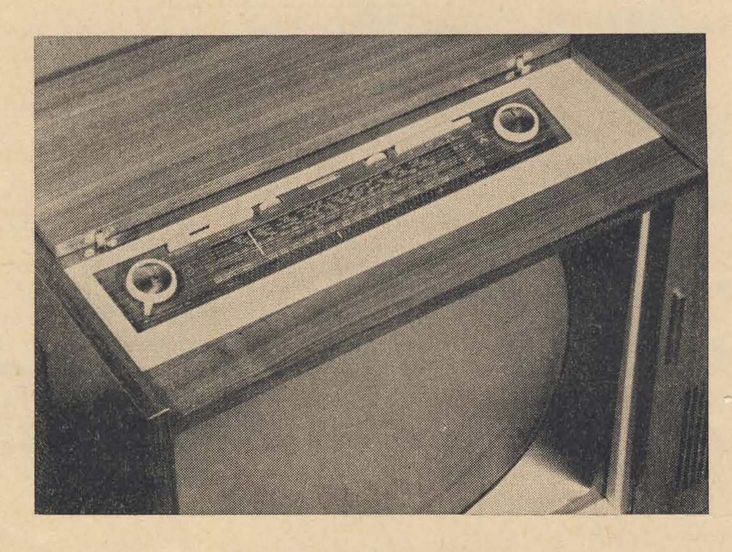


Bild 2: Verkleinerung der Kolbenhöhe mit größerem Ablenkwinkel. Röhre links mit 70°-Ablenkung, in der Mitte mit 90°-Ablenkung und rechts mit 110°-Ablenkung (Pressefoto Telefunken)

Neue westdeutsche TV-Empfänger

Das wichtigste Kennzeichen aller zum Neuheitentermin in Hannover gezeigten TV-Geräte ist die konsequente Einführung der 110°-Ablenktechnik. Nur einige Firmen zeigten noch Empfänger mit 90°-Bildröhren. Alle Geräte sind für den Empfang der UHF-Sender eingerichtet. Entweder ist der von 470 bis 800 MHz durchstimmbare, mit zwei Spanngittertrioden PC 86 bestückte UHF-Tuner bereits eingebaut oder er kann nachträglich mit einigen Handgriffen in das für Band IV vorbereitete Empfangsgerät eingefügt werden. Fast alle Empfänger besitzen automatische Regelschaltungen, die unabhängig von Netzspannungsschwankungen und Röhrenalterung Bildbreite und -höhe und damit auch die Hochspannung konstant halten. Da die 110°-Bildröhren empfindlich gegen zu hohen Strahlstrom sind, enthalten die Empfänger auch eine wirksame Strahlstrombegrenzung.


Bild 1: Anordnung der Abstimmskala der neuen K-Serie der Fa. Grundig

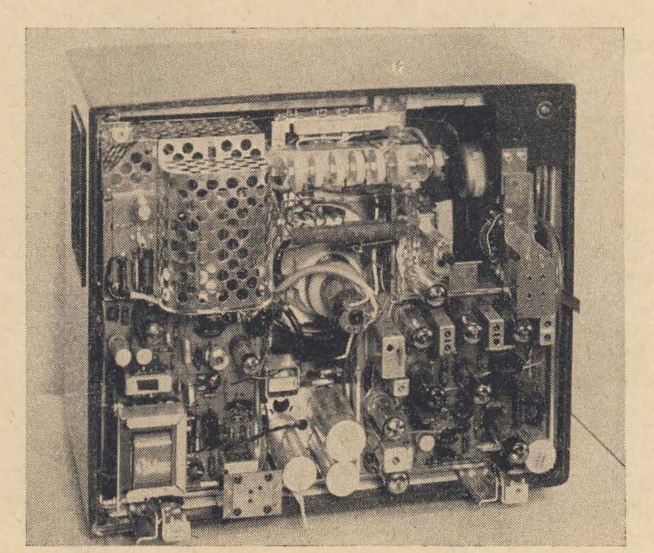
Grundig hat eine neue Typenreihe von Fernseh-Rundfunk-Kombinationsgeräten entwickelt. Für diese wurde ein raumsparendes Spezial-Rundfunkchassis konstruiert, mit dem diese Typenreihe vom Tischempfänger über das Standgerät bis zur Truhe, die sogenannte K-Serie, ausgerüstet ist. Das Rundfunkchassis besitzt eine horizontal angeordnete Abstimmskala (Bild 1), in die alle Bedienungsorgane einschließlich der Drucktasten eingefügt sind. Filterbecher und sonstige Aufbauten sitzen auf der Unterseite des unmittelbar unter der Deckplatte des jeweiligen Gehäuses eingeschobenen Spezialchassis. Hierbei werden so geringe Abmessungen erzielt, daß beispielsweise der kombinierte Fernseh-Rundfunkempfänger die gleichen Abmessungen hat wie ein Nur-Fernseh-Tischgerät. Das zugehörige Fernsehgerät besitzt keinen eigenen NF-Teil, es ist vielmehr so mit dem Rundfunkempfänger zusammengeschaltet, daß gleichzeitig zum Bildempfang wahlweise UKW-Rundfunk, Schallplatte oder Tonband gehört werden können, sowie auch Rundfunk- oder Fernsehtonaufnahmen möglich sind. Die beiden Truhen dieser Serie enthalten das gleiche Spezialchassis mit zweikanaligem NF-Teil für Stereowiedergabe über zwei Gegentaktendstufen. Durch Fernseh- und Rundfunktaste am Bildempfänger werden die gleichgerichteten NF-Spannungen beider Empfängerteile wahlweise dem gemeinsamen NF-Verstärker zugeführt. Die Abschaltungen des nicht benützten Empfängerteils erfolgt ebenfalls durch diese Tasten. Die Fern-Lautstärkeregelung geschieht durch Veränderung der Schirmgitterspannung an der FM-Begrenzerstufe.

Die Tischempfänger erscheinen jetzt in konvex-konkaver Gehäuseform mit einer dem Krümmungsradius des Bildschirms angepaßten Spezialfrontscheibe. Die Bedienungsorgane wurden bei diesen Geräten auf der Rückseite des sehr kurzgehaltenen Holzgehäuses angeordnet und lassen sich von oben leicht erreichen (Bild 2). In der Kunststoffrückwand sind zahlreiche Aussparungen angebracht, die sie zu einem großflächigen Lüftungsgitter machen, wodurch besonders gute thermische Verhältnisse geschaffen werden. Die 43-cm-Tischempfänger haben bei den äußeren Abmessungen 43 × 37 × 35 cm den Charakter eines transportablen Gerätes, zu deren Ergänzung eine Tragetasche aus Kunstleder lieferbar ist.

An technischem Komfort ist bei den größeren TV-Geräten ein Kontrastauge, das als Fotowiderstand das automatische Angleichen des Bildkontrastes an die gerade herrschende Raumbeleuchtung bewirkt. Der Fotowiderstand ist mit dem Kontrasthandregler in Reihe geschaltet und in jeder Stellung des Handreglers voll wirksam. Durch einen parallel liegenden 220-kΩ-Widerstand wird das Ansteigen des Fotowiderstandes bei Abnahme der Raumhelligkeit begrenzt, so daß auch im absolut dunklen Raum ein Minimalkontrast erhalten bleibt. Motorisierte Senderwahl mit selbsttätiger Kanalanzeige runden den Bedienungskomfort in der Spitzenklasse ab.

Interessant ist die Art der Umschaltung von einem Sender im Kanal I/III zu einem UHF-Sender. Die bei allen Geräten vorgesehene Taste „UHF“ bzw. „Senderwahl“ schaltet die ZF-Auskopplung vom normalen Tuner auf den UHF-Tuner um. Das Kernstück des UHF-Tuners ist die Mischstufe, die alle Empfangsfrequenzen zwischen 470 und 800 MHz in die stets gleichbleibende ZF von 38,9 MHz transponiert. Zur Anpassung des Eingangs muß


Bild 2: Rückansicht des TV-Tischempfängers „Zauberspiegel 243“ der Fa. Grundig


Bild 3: Innenansicht des TV-Tischempfängers „Zauberspiegel 243“

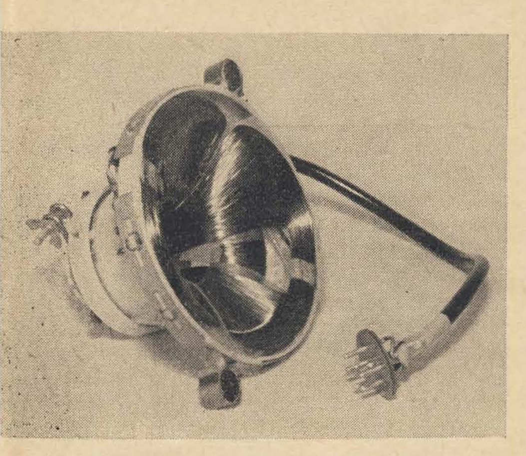


Bild 4: Ablenkjoch für 110°-Bildröhren in TV-Empfängern der Fa. Grundig

der Trommelkanalwähler für die Bänder I/III in einer unbenutzten Schaltstellung (Kanal 1 oder 12) stehen. In diese Schaltstellung ist ein ZF-Kanalstreifen eingesetzt, so daß die normale Eingangsstufe als zusätzlicher ZF-Verstärker für alle Kanäle des UHF-Bereiches arbeitet.

Bei den diesjährigen TV-Empfängern von Blaupunkt hatte die konstruktive Weiterentwicklung vor allem erhöhte Servicevereinfachung zum Ziel. So wurde bei allen Geräten das vertikale Klappchassis beibehalten, farbige Verkabelung eingeführt und die Platinen mit den gedruckten Schaltungen mit Positionsnummern und Meßpunkthinweisen versehen. Anhand des Schaltbildes Bild 5 für die Standardempfänger „Toskana" und „Toledo" sollen folgende Schaltungseinzelheiten erläutert werden:

Um die Bildbreite und damit die Amplitude der Horizontal-Ablenkspannung konstant zu halten, wird dem Gitter der Horizontalendröhre PL 36 (Rö 17) eine Regelspannung zugeführt, die alle Schwankungen der Netzspannung und die sich aus Erwärmung und Röhrenalterung ergebenden Abweichungen ausgleicht. Die Erzeugung der Regelspannung übernimmt der VDR-Widerstand R_{259}. Ihm wird über den Kondensator C_{319} ein Horizontalrücklaufimpuls zugeführt. Der VDR-Widerstand drückt das allgemeine Niveau der positiven Impulsspitzen herab und hält dieses Niveau innerhalb gewisser Grenzen fest. Es entsteht an dieser Stelle eine negative Gleichspannung, deren Größe von der Amplitude des Rücklaufimpulses abhängt, die Gleichspannung kann mittels der am Widerstand R_{265} einstellbaren positiven Spannung kompensiert werden. Die resultierende — immer noch negative — Spannung wird gesiebt und dem Steuergitter der PL 36 zugeführt, sie soll dort etwa —52 V betragen. Bei kleiner werdender Netzspannung wird die am VDR-Widerstand stehende Spannung ebenfalls kleiner, das heißt, die Gitterspannung der PL 36 wird positiver, so daß die Bildbreite (bis auf einen kleinen Rest) wieder ihren Sollwert erreicht. Bei Erwärmung und Röhrenalterung spielen sich ähnliche Vorgänge ab. Die Gittervorspannung ist jetzt allgemein wesentlich negativer als in älteren Schaltungen. Das hat zur Folge, daß die PL 36 nicht mehr ins Gitterstromgebiet gesteuert werden kann. Wegen der Verkopplung über den Zeilentrafo wird neben der Bildbreite gleichzeitig auch die Boosterspannung und die Bildröhrenhochspannung stabilisiert.

Der Bildschirm der 110°-Bildröhren kann wegen der Hochspannungsstabilisierung bei zu weit aufgedrehtem Helligkeitsregler durch zu hohen Strahlstrom überlastet werden. Deshalb wurde die Strahlstrombegrenzung, bestehend aus Gr_5 (OA 161), C_{157} und R_{157} eingebaut. Die Anode der Diode ist mit der Anode der Videoendröhre P(C)L 84 galvanisch verbunden und über R_{167} nach Masse abgeleitet. Bei dunklem Bild ist fast kein Strahlstrom vorhanden, das heißt, die Katode der Diode liegt auf Massepotential; die Diode ist somit geöffnet. Beim Einsetzen des Strahlstroms wird an R_{157} eine positive Spannung aufgebaut; wird diese größer als die Spannung an der Diodenanode, sperrt die Diode, und das Gleichspannungspotential der Bildröhrenkatode nimmt mit größer werdendem Strahlstrom ebenfalls zu. Ein steigendes Potential an der Bildröhrenkatode bedeutet aber eine Strahlstromverringerung. Durch diese Schaltungsmaßnahme wird somit eine Begrenzung des maximal einstellbaren Strahlstromes erreicht.

Die Bildhöhenregelung soll die Amplitude der Vertikalablenkspannung unabhängig von Röhrenalterung und Netzspannungsschwankungen konstant halten. Zu diesem Zweck wird die Ladespannung für C_{260} mittels der beiden Widerstände R_{308} und

Bild 5: Schaltungsausschnitt aus den Geräten „Toskana 7610" und „Toledo 7640" der Fa. Blaupunkt

R_{309} geregelt. R_{308} stabilisiert eine von der Boosterspannung +960 V entnommene Teilspannung von +400 V, er ist zu diesem Zweck über 1 MΩ an die Boosterspannung angeschlossen. R_{309} wird einerseits über den Bildhöhenregler R_{307} eine Teilspannung der stabilisierten Gleichspannung und andererseits vom Vertikaltrafo Tr_2 ein Vertikalrücklaufimpuls zugeführt. Damit entsteht an R_{309} eine negative Spannung, deren Größe von der Amplitude des Rücklaufimpulses abhängt. Die Vorgänge bei der Bildhöhenregelung sind analog denen bei der Bildbreitenregelung.

In Bild, Ton und Technik übertrifft die Luxustruhe „Königin von Saba“ der Saba-Werke alle Erwartungen. Dank der Vollautomatik genügt ein Fingerdruck auf die Einschalttaste, alles weitere geschieht vollkommen selbsttätig. Die 110°-Bildröhre erlaubt es, die Ausmaße der Truhe geringer zu halten, als es bisher möglich war. Als Fernsehteil ist das Chassis des „Schauinsland 1005“ eingebaut, das mit der 53-cm-Bildröhre AW 53—88 ausgerüstet ist. Im Rundfunkteil ist der „Saba-Automatic“ mit Motor-Elektronik für automatischen Sendersuchlauf, Schnellauf und Senderstop vorgesehen. Die Automatik sucht selbsttätig den gewünschten Sender auf und stellt ihn optimal scharf ein. In vier Geschwindigkeiten nach Wahl läuft der eingebaute Stereo-10-fach-Plattenwechsler. Normal- und Stereo-Schallplatten erklingen aus den sechs Konzertlautsprechern. Ferner wurde die Truhe mit dem Bandspieler „Sabafon TC 84“ ausgestattet, das drei Bandgeschwindigkeiten und einen Frequenzumfang von 40···20000 Hz besitzt.

Die von Körting gezeigten TV-Empfänger sind ausschließlich für den Export bestimmt. Hier fiel besonders ein 43-cm-Luxusgerät mit 110°-Bildröhre in Holzgehäuse mit farbiger Kunststoffbespannung auf. Diese Ausführung wird in fünf Farben geliefert, so daß sie in die moderne farbige Raumgestaltung passend einbezogen werden kann. Die Kontrastautomatik gewährleistet durch getasteten Regelspannungsverstärker stets ein konstantes Verhältnis zwischen Kontrast und Grundhelligkeit. Die Bildgrößenautomatik verhindert Verzerrungen der Bildgeometrie, die durch Netzschwankungen, Röhrenalterung und Temperaturänderungen entstehen.

Auch die diesjährigen TV-Empfänger der Fa. Schaub-Lorenz sind für die Bänder I, III und IV eingerichtet. Der Kontrastpilot gleicht automatisch Kontrastverschiebungen aus, die bei verschiedenartigen Sendungen (Studio, Film usw.) auftreten können. Der stets richtige Kontrasteindruck wird noch durch die gleichzeitig wirksam werdende Raumlichtautomatik ergänzt. Diese gleicht den oft störenden Einfluß der Raumhelligkeit auf den Bildkontrast selbsttätig aus. Zusätzlich ist noch vor dem Bildschirm eine Filterscheibe angebracht, die die warmtönige Bildwiedergabe vertieft.

Der „Weltspiegel 953“ mit 110°-Bildröhre mit 53 cm Schirmdiagonale ist ein Hochleistungsempfänger mit zwei dynamischen Konzertlautsprechern. Das Gerät ist mit Programmwechselautomatik zum schnellen Umschalten von Band I/III auf Band IV, mit Bildgrößenautomatik und Klarzeichner ausgestattet. Es besitzt insgesamt 18 Röhren und 9 Ge-Dioden, getastete Regelung mit besonders dosierter Wirkung auf die HF-Stufe und eine ausgezeichnete Helligkeitsstabilisierung. Durch eine besondere Schaltung wird das lästige Intercarrierbrummen kurz nach dem Einschalten des Gerätes völlig unterdrückt.

Philips bietet in diesem Jahr sieben neue Fernsehempfängermodelle an, die sämtlich mit 110°-Valvo-Bildröhren ausgerüstet sind. Der „Leonardo-Luxus-Automatic“ ist ein vollautomatisches Fernsehgerät mit 53 cm Schirmdiagonale. Nach einmaliger Einstellung der Regler sichert die Automatik, die Horizontal- und Vertikaleinstellorgane ersetzt, immer ein optimales Bild, auch bei schwankender Netzspannung und Sender- und Kamerawechsel. *tae-*

HANS SUTANER

Die Schaltungstechnik amerikanischer TV-Empfänger (3)

Der Tonverstärker

Der Differenzträger (in USA 4,5 MHz) wird meist an der Anode der Video-Endpentode, manchmal auch an der Anode der Video-Vorröhre, über ein Bandfilter ausgekoppelt. Allgemein enthält der Ton-ZF-Verstärker nur eine Verstärkerstufe, auf die der FM-Demodulator folgt. Die gewonnene Tonfrequenz wird einem zweistufigen Verstärker zugeführt. Dieser besteht entweder aus einer NF-Triode und Endpentode oder — wenn man im Gegentakt arbeitet — aus einer Doppeltriode und zwei Endpentoden.

Folgende Röhren werden verwendet:

1. als Ton-ZF-Verstärker: das Triodensystem der 6 AW 8 A (S = 4 mA/V), die Pentode 3 AU 6 (≈ EF 94), die Pentode/Diode 6 BY 8,
2. als FM-Demodulator: die Spezialpentode 6 DT 6, zwei Diodenstrecken der 5 T 8 bzw. 6 T 8 (≈ EABC 80), die Duodiode 6 AL 5 (≈ EAA 91 ≈ EB 91),
3. als NF-Vorröhre: das Triodensystem der 5 T 8 bzw. 6 T 8, die Doppel-Triode 12 AX 7 oder 6 SN 7 GT,
4. in der Endstufe: die Endpentoden 6 AS 5 (2,2 W), 12 CA 5, 12 CU 5, 2×6 AQ 5 (≈ EL 90), 2×6 V 6 GT (4,5 W).

An drei Schaltbeispielen sei wiederum die amerikanische Schaltungstechnik erläutert.

Bild 9 zeigt eine interessante Schaltung von Admiral. Der Differenzträger von 4,5 MHz wird an der Anode des Pentodensystems der 6 AW 8 A über ein Bandfilter ausgesiebt und dem Gitter des Triodensystems dieser Röhre zugeführt, das als Ton-ZF-Verstärker arbeitet. Das Triodensystem erhält seine Anodenspannung über den Widerstand 47 kΩ. L_1 bildet mit der Gitter-Katoden- und Schaltkapazität der Spezialpentode 6 DT 6 den auf 4,5 MHz abgestimmten Kreis. Die Gitter-Anoden-Kapazität der ZF-

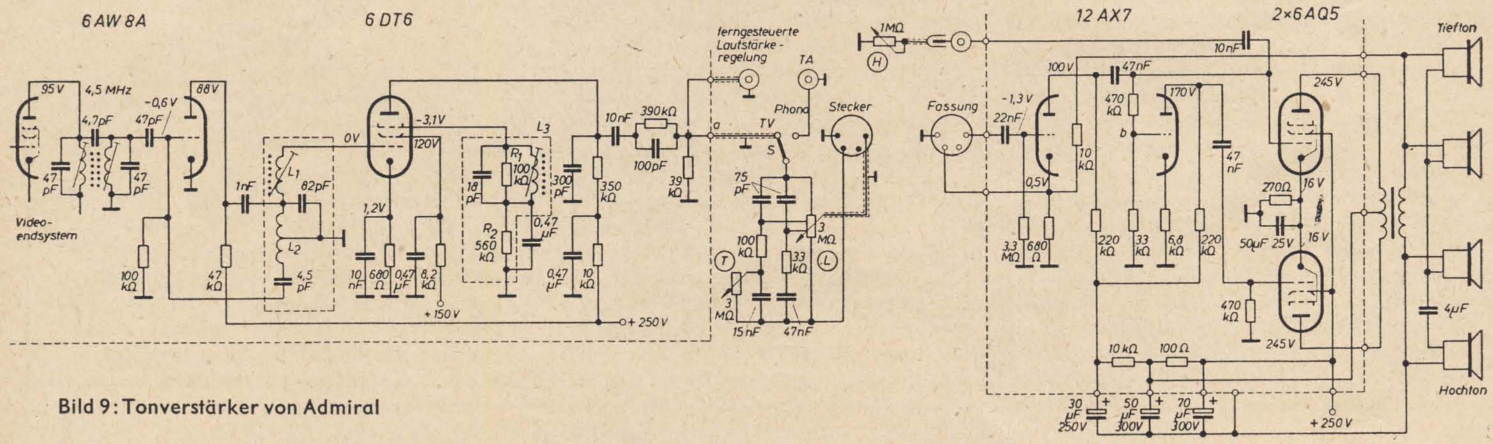


Bild 9: Tonverstärker von Admiral

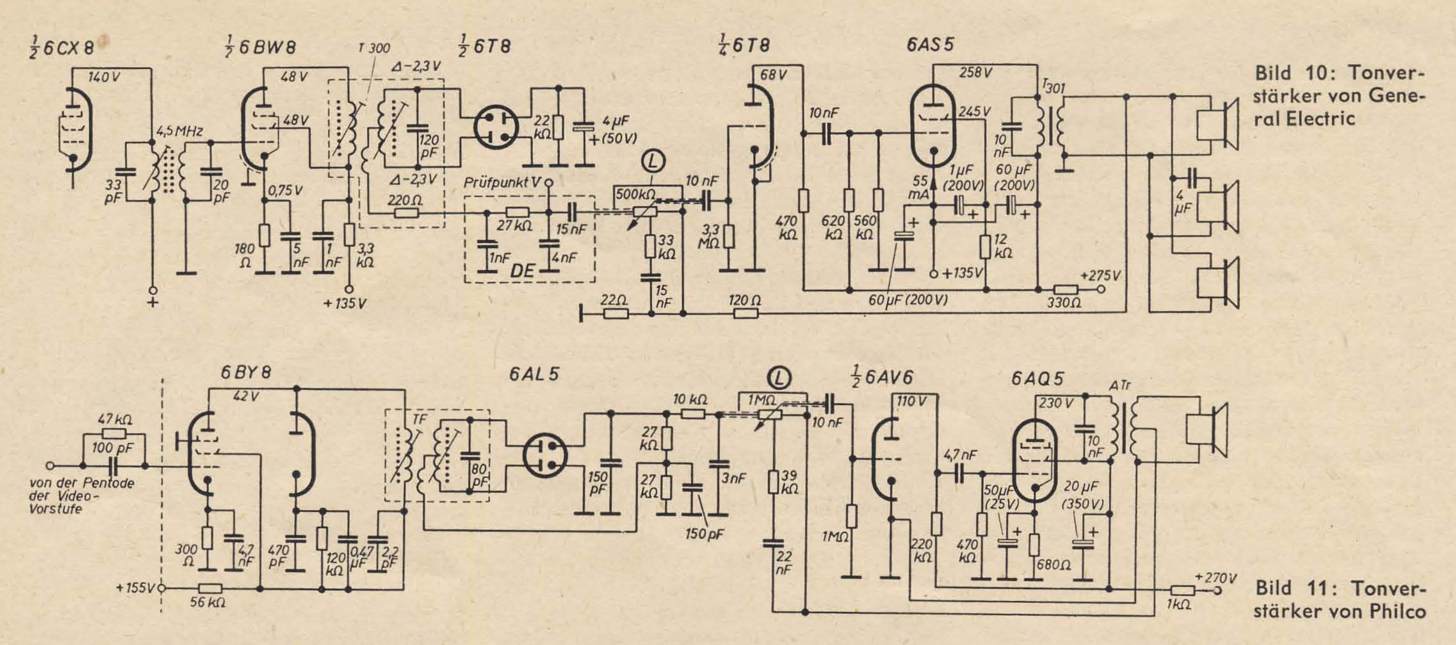


Bild 10: Tonverstärker von General Electric

Bild 11: Tonverstärker von Philco

Triode ist über L_2 und den Kondensator 4,5 pF neutralisiert, damit das System stabil verstärkt, ohne ins Schwingen zu geraten. Da die 6 DT 6 in einer in Deutschland nicht verwendeten und wenig bekannten Schaltung als FM-Demodulator arbeitet, sei die Arbeitsweise dieser von RCA entwickelten Schaltung näher beschrieben. Sie soll einige bemerkenswerte Vorteile aufweisen: Schon bei kleinen Eingangssignalen von 1 V arbeitet sie stabil und zeigt gute Begrenzerwirkung. Die abgegebene NF-Spannung reicht zur unmittelbaren Aussteuerung einer Endstufe. Ein Tonabnehmer läßt sich leicht anschalten, und gegenüber dem Ratiodetektor können ungefähr fünf Schaltelemente eingespart werden.

Außer dem bereits erwähnten Kreis mit L_1 am ersten Gitter liegt noch am dritten Gitter der 6 DT 6 ein ebenfalls auf 4,5 MHz abgestimmter Kreis (L_3 || 18 pF || R_1). Die Kapazität zwischen den Gittern 1 und 3 bewirkt, daß die Demodulatorröhre schon schwingt, wenn kein oder nur ein kleines Eingangssignal am Gitter 1 eingeht. Ausschlaggebend für das richtige Arbeiten des Demodulators ist die Kapazität zwischen Gitter 1 und Gitter 3 der Röhre. Ist diese zu klein, so führt sie zu Unstabilität und Nichtlinearität. Ist sie zu groß, so verschlechtert sich die Empfindlichkeit, weil ein zu großes Eingangssignal für das Mitziehen des Oszillators gebraucht wird. Bei der 6 DT 6 beträgt $c_{g1/g3}$ etwa 0,1 pF. Geringe Röhrenstreuungen sind nicht kritisch. Der optimale Wert des Bremsgitterwiderstandes R_2 wird mit 560 kΩ angegeben. Die Größe des Katodenwiderstandes kann zwischen 680 Ω und 820 Ω betragen. Der ihm parallel liegende Kondensator 10 nF überbrückt diesen Widerstand nur für die Zwischenfrequenz. Für die nach der Gleichrichtung entstehende Tonfrequenz reicht seine Größe nicht mehr aus, so daß über den Katodenwiderstand eine Gegenkopplung entsteht, die zur Unterdrückung einer etwaigen Amplitudenmodulation beiträgt. Die Größe des Katodenwiderstandes beeinflußt den Gegenkopplungsgrad.

Bereits bei einer kleinen Eingangsspannung von 300 mV am Gitter 1 der 6 DT 6 wird die Frequenz der als Oszillator arbeitenden Röhre mitgezogen. Wie bereits erwähnt, sind beide Kreise auf genau 4,5 MHz abgestimmt. Bei dieser Frequenz sind auch die Phasen der an den Gittern 1 und 3 auftretenden Spannungen gegeneinander um 90° verschoben. L_3 wird daher in der amerikanischen Literatur als „quadraturecoil" bezeichnet. Da der Differenzträger von 4,5 MHz jedoch frequenzmoduliert ist, ändert sich der Phasenwinkel zwischen den beiden Gitterwechselspannungen im Rhythmus der Modulation, und die beiden Spannungen steuern den Anodenstrom der Röhre so, daß an der Anode die tonfrequente Modulationsspannung abgenommen werden kann.

Überschreiten die Eingangsspannungen eine gewisse Größe, so unterdrückt der Strom des Gitters 1 die Schwingungen der Röhre. Diese arbeitet dann als Phasendetektor über die Kopplung der Gitterkapazität $c_{g1/g3}$, und an der Anode entsteht wiederum die niederfrequente Modulationsspannung.

Der Übergang von einer Betriebsart zur anderen, also vom mitgezogenen Oszillator zum Phasendetektor, vollzieht sich nicht sprunghaft, sondern allmählich. Die Schaltung soll den Vorteil haben, daß sie Störgeräusche bei kleinen und großen Eingangssignalen gut unterdrückt und bei kleinen Signalen eine große Empfindlichkeit aufweist.

Nach Untersuchungen von Grundig soll der Mitnahme-Oszillator bei Einstellung auf ein Seitenband jedoch leicht außer Tritt fallen, so daß Verzerrungen entstehen, und bei großer Eingangsamplitude wird keine zufriedenstellende AM-Unterdrückung erreicht.

Trotzdem findet sich die Schaltung in zahlreichen amerikanischen Fernsehempfängern, zum Teil in abgewandelter Schaltung, z. B. bei Emerson, Montgomery, RCA und Westinghouse.

Die im Anodenkreis der 6 DT 6 auftretende restliche Zwischenfrequenz wird durch den Kondensator 300 pF (der Werte bis 1 nF aufweist) nach dem Chassis abgeleitet. Zur Anhebung der höchsten Tonfrequenzen folgt das Längsglied 100 pF || 390 kΩ, das mit dem Widerstand 39 kΩ einen Spannungsteiler bildet, so daß nur etwa der zehnte Teil der Modulationsspannung über den Schalter S zum Lautstärkeregler L gelangt. Diese große Spannungsuntersetzung ist hier möglich, weil eine NF-Vorstufe vorhanden ist, sie vernichtet gleichzeitig AM-Reste. An den Spannungsteilerpunkt a ist auch eine abgeschirmte Buchse zum Anschluß einer Fernbedienung herangeführt. Durch den Schalter S kann von TV auf „Phono" (Tonabnehmer) umgeschaltet werden. Durch die Schaltung des zweimal angezapften Lautstärkereglers L mit seinen Schaltgliedern wird in bekannter Weise eine gehörrichtige Lautstärkeregelung erreicht. Hier ist auch noch der Tiefenregler T angeordnet.

Den Anschluß zum zweistufigen NF-Gegentaktverstärker vermitteln ein 4poliger Stecker und eine dazu passende Fassung. Das erste Triodensystem der 12 AX 7 arbeitet als NF-Vorverstärkerstufe, das zweite System als Phasenumkehrröhre mit hochgelegter Katode. Dieses System erhält im Punkt b des Spannungsteilers 470 kΩ + 33 kΩ eine Wechselspannung in gleicher Höhe wie die über 22 nF auf das Gitter des ersten Systems auftreffende Wechselspannung, jedoch gegen diese um 180° verschoben.

Die Gegentakt-Endstufe ist mit zwei Endpentoden 6 AQ 5 bestückt, von denen die obere vom ersten System der 12 AX 7, die untere vom zweiten System dieser Doppeltriode gesteuert wird. Auffällig ist, daß der Höhenregler H über 10 nF nur das Gitter der oberen 6 AQ 5 beeinflußt. Über den Ausgangsübertrager werden schließlich vier Lautsprecher betrieben.

Die Schaltung eines einfachen Ton-Verstärkers von General Electric ist im Bild 10 wiedergegeben. Auch hier wird der Differenzträger von 4,5 MHz von der Anode des Video-Endpentodensystems der 6CX8 über ein Bandfilter ausgesiebt. Das Pentodensystem der 6 BW 8 arbeitet als DF-Verstärker, dann folgt ein Umwandelfilter für den Ratiodetektor. Hinter dem Deemphasisglied DE gelangt die Tonfrequenz an den Lautstärkeregler L und wird von dem zweistufigen NF-Verstärker entspre-

chend verstärkt an drei Lautsprecher abgegeben.
Die Schaltung der Endtetrode 6 AS 5 ist insofern interessant, als ihre Katode auf + 135 V liegt. Diese Röhre arbeitet gleichstrommäßig in Serie mit einigen anderen Röhren des Fernsehempfängers, die miteinander parallel geschaltet sind, so daß an der Katode der 6 AS 5 eine zweite Spannungslinie, die sogenannte U-2-Line, in Höhe von + 135 V lediglich durch Spannungsabfall innerhalb der Röhren entsteht. Wir haben eine ähnliche Serienschaltung bereits zu Bild 6 beschrieben.
Wegen der hochliegenden Katode erhält das Steuergitter der Endtetrode über den Spannungsteiler 620 kΩ + 560 kΩ die richtige Gittervorspannung. Von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers T_{301} führt in bekannter Weise ein Gegenkopplungskanal zum Fußpunkt des Lautstärkereglers.
In der Schaltung von Philco (Bild 11) wird die 6 BY 8 verwendet, deren Pentodensystem als DF-Verstärker und deren Diodenstrecke als Begrenzer arbeitet. Als FM-Demodulator wird ein Phasendiskriminator mit unsymmetrischem Ausgang unter Einsatz der Duodiode 6 AL 5 benutzt. Die Schaltung des zweistufigen NF-Verstärkers weist keine Besonderheiten auf.
Vergleicht man die drei Schaltungsbeispiele mit den Schaltungen unserer Fernsehempfänger, so kann man feststellen, daß bei uns eine DF-Pentode und ein Ratiodetektor üblich sind, dieser wahrscheinlich wegen seiner guten Begrenzereigenschaften. Der NF-Verstärker ist auch durchweg zweistufig mit Eintakt-Endstufe ausgeführt. Mehr als ein Lautsprecher wird bei uns nicht verwendet.

Schluß

Literatur

Werner Taeger: Neuartiger Aufbau des ZF-Verstärkers im Fernsehempfänger, radio und fernsehen 4 (1956) S. 110

Bahnert, H.: Vorzüge und Nachteile des Intercarrierempfängers, radio und fernsehen 23 (1956) S. 707

Werner Taeger: Die getastete Verstärkungsregelung im Fernsehempfänger, radio und fernsehen 5 (1957) S. 141

Werner Taeger: Das T-Filter im Fernseh-ZF-Verstärker, radio und fernsehen 11 (1957) S. 354

Neue Röhre für Impulssiebe und getastete Regelung, radio und fernsehen 19 (1957) S. 597

Werner Taeger: Abgleicharbeiten am Fernseh-ZF-Verstärker, radio und fernsehen 23 (1958) S. 696

Dipl.-Ing. A. Raschkowitsch: Lehrgang Hörrundfunk, radio und fernsehen 19 (1955) S. 601

Ein kombinierter FM-Detektor, Funkschau 14 (1957) S. 398 (dort weitere Literaturangaben)

W. Taeger: Die Demodulation im UKW-FM-Empfänger, radio und fernsehen 4 (1958) S. 110

Das Fernsehen in Polen bis 1965

Die Beschlüsse des XII. Plenums des ZK der PVAP (Polnische Vereinigte Arbeiterpartei) auf dem Gebiet der Produktion von Rundfunk- und Fernsehempfängern sehen beachtliche Kennziffern vor, die mit der Produktion technisch führender Länder vergleichbar sind.
So soll z. B. im Vergleich zu den im Jahre 1958 hergestellten mit Röhren bestückten 780000 Rundfunkempfängern die Gesamtanzahl der 1960 produzierten Empfänger verschiedener Typen 900000 Stück, 1965 1100000 betragen.
Die vorgesehene Anzahl der Rundfunkteilnehmer wird 1965 etwa 7700000 erreichen (der gegenwärtige Stand beträgt 4454000 Teilnehmer, darunter 1427000 Drahtfunkteilnehmer).
Hinsichtlich der Fernsehempfänger ist im Jahre 1960 die Produktion von 180000 Geräten geplant (1958 waren es 60000 Stück), 1965 440000 Stück. Die vorgesehene Anzahl von Fernsehteilnehmern soll von etwa 100000 im Jahre 1958 auf 1500000 bis 2000000 im Jahre 1965 ansteigen.
Die Möglichkeit eines so starken Anstiegs der Rundfunk- und Fernsehteilnehmerzahl verpflichtet das Fernmeldewesen und den Polnischen Rundfunk nicht nur zur weiteren Verbreitung des Rundfunk- und Fernsehempfanges (darunter zu mehreren Programmen) im gesamten Land, sondern auch zur bedeutenden Verbesserung der Qualität des Programmes sowie der Übertragungstechnik selbst.
Aus der im Jahre 1952 begonnenen versuchsweisen Ausstrahlung des Fernsehprogramms unter Verwendung der im Institut für Fernmeldewesen angefertigten Ausrüstung, wurde der normale Betrieb des ersten Fernsehzentrums in Warschau (Warszawa) und danach auch in den Fernsehzentren in Lodz, Poznan, Katowice und Wroclaw aufgenommen. Darüber hinaus wurde die Montage des Fernsehzentrums in Gdansk abgeschlossen, dessen Inbetriebnahme, zusammen mit der Zuführung des Programms aus Warschau im ersten Quartal d. J. vorgesehen war.
Außerdem wurden dank den Bemühungen der Bürgerkomitees (entsprechend etwa unserer Nationalen Front — Anm. d. Übersetzers), neben einer in den Jahren 1957/1958 in Wroclaw realisierten Großinvestition, Relaisstationen auf Gubalowka mit einer Leistung von 0,5 W errichtet, die das Tal von Zakopane überdecken, sowie in Kielce (Leistung 40 W), die infolge des günstigen Standortes (Berg Hl. Kreuz) ein Gebiet im Umkreis von 30 bis 40 km versorgen.
Den gegenwärtigen Stand des Fernsehnetzes veranschaulichen die im Bild 1 wiedergegebene Karte und die Tabelle 1.
Alle Stationen sind untereinander durch provisorische Funklinien verbunden und sind außerdem in der Lage, die nächstgelegenen starken Fernsehsender zu empfangen. So können also Warschau, Lodz und Katowice ihre Programme in beiden Richtungen aussenden, Wroclaw erhält mit Hilfe eines besonderen Empfängers das Programm aus Katowice, Poznan vom Wroclawer Sender. Zakopane und Kielce sind mit Frequenzumsetzern ausgerüstet, die das Programm aus Katowice empfangen und durch Überlagerung die Frequenz des empfangenen Signals in eine Signalfrequenz im anderen Fernsehkanal umsetzen. Nach einer Verstärkung werden die neuen Signale durch die Antenne ausgestrahlt. Der Sender in Gdansk erhält das Programm auf kombiniertem Wege: das in etwa 180 km von Warschau mit Hilfe eines besonderen Empfängers empfangene Signal wird nach einer Demodulation durch Funklinienanlagen nach Gdansk übertragen.
Außerdem ist das polnische Fernsehnetz über Ostrawa dem tschechoslowakischen Netz, ferner dem Fernsehnetz in der DDR und der Eurovision angeschlossen.
Die provisorische Funklinienausrüstung (transportable Ausrüstung) wird in naher Zukunft durch eine stationäre Ausrüstung ersetzt. Die bisherige Lösung scheitert an Lizenzschwierigkeiten sowie am Fehlen von Devisen für den Import von Sendereinrichtungen.
Mit den gegenwärtig in Betrieb befindlichen Fernsehzentren können etwa 25% der Landfläche und etwa 45% der Bevölkerung versorgt werden.
Das zum größten Teil im Warschauer Zentrum zusammengestellte gesamtpolnische Fernsehprogramm wird durch die regionalen Zentren in Katowice und Lodz sowie durch Außenübertragungen mit Hilfe von drei Übertragungswagen ergänzt und vervollständigt. Die Ausrüstung der Programmzentren — außer den Sprecherstudios — sieht wie folgt aus:

Warschau

1 Studio mit einer Fläche von etwa 200 m², 7 Studiofernsehkameras, 3 Fernsehfilmabtaster (2 je 2 × 35 mm, 1 × 16 mm), 2 Übertragungswagen mit jeweils 4 Kameras.

Lodz

1 Studio mit einer Fläche von etwa 200 m², 3 Studiofernsehkameras, 2 Fernsehfilmabtaster (2 × 35 mm, 1 × 16 mm).

Katowice

1 Studio mit einer Fläche von 130 m², 2 Studiofernsehkameras, 2 Fernsehfilmabtaster (2 × 35 mm, 1 × 16 mm), 1 Übertragungswagen mit 3 Kameras.

Poznan

2 Studios mit einer Fläche von 250 m², 2 Studiofernsehkameras, 2 Fernsehfilmabtaster (2 × 35 mm, 1 × 16 mm).

Trotz vieler Schwierigkeiten liefern diese Zentren ein Fernsehprogramm von etwa 30 bis 32 Stunden wöchentlich.
Die restlose Versorgung des gesamten Landes wird sich im Prinzip auf ein Netz starker Sender mit einer ausgestrahlten

Effektivleistung von 100 bis 200 kW stützen. Unter Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Frequenzen der Bänder I und III werden 16 Fernsehsender etwa 75% des Landes und 80% der Bevölkerung mit einem Fernsehprogramm versorgen. Bei Verwendung von Mehrelementempfangsantennen wird dieser Bereich voraussichtlich noch größer werden. Das weitere Ansteigen der Versorgung (landflächenmäßig gesehen) bis auf etwa 95% wird mit Hilfe von sieben zusätzlichen Sendern erzielt, die in den Bändern IV und V arbeiten sollen. Diese Sender werden aber erst nach 1965 errichtet.

Unabhängig von dem erwähnten Netz starker Fernsehsender ist die Aufstellung einer Reihe unbemannter Frequenzumsetzer kleiner Leistung (z. B. in Zakopane) vorgesehen, die größeren Siedlungen der in den Talkesseln des Gebirgsvorlandes lebenden Bevölkerung, wo der Direktempfang der Hauptsender nur begrenzt möglich ist, den Empfang gewährleisten werden.

Die bis zum Jahre 1965 vorgesehene Versorgung des Landes zeigt die im Bild 2 dargestellte Karte, die technischen Daten der Fernsehsender Tabelle 2.

Wie aus der Tabelle ersichtlich, besitzen lediglich die Sender in Katowice und Wroclaw bereits jetzt schon ihre endgültigen Daten. In Anbetracht der Enge der Räumlichkeiten und vor allem infolge der Schwierigkeiten, die sich der Aufstellung einer Antenne mit hohem Gewinn auf dem Palast der Kultur und Wissenschaft entgegenstellen, wird das Warschauer Fernsehzentrum zum Langwellensender in Raszyn umziehen, wodurch sich (auf Grund des hohen Mastes) seine Reichweite wesentlich erhöht. Außerdem werden in diesem Zentrum zwei Fernsehsender installiert: der eine für Band I, der zweite für Band III. Dies wird künftig den Beginn der Ausstrahlung des zweiten Fernsehprogrammes ermöglichen.

Die in Lodz und Poznan vorhandenen Sender kleiner Leistung werden durch andere mit einer Leistung von jeweils 10 kW ersetzt, und in neuen Fernsehzentren untergebracht.

Der provisorische Sender kleiner Leistung in Gdansk wird im neu erbauten Zentrum durch einen 20-kW-Sender ersetzt.

Die Zuleitung des gesamtpolnischen Programmes zu den Sendezentren wird durch die Einschaltung sämtlicher Sender in das Funkliniennetz, eventuell in das Netz der konzentrischen Kabel realisiert werden. Dieser Weg wird die Übertragung des Fernsehprogrammes in zwei Richtungen nicht nur von den Hauptprogrammzentren ermöglichen, sondern auch die Übertragung der Programme aus jeder abgelegenen Gegend des Landes mit Hilfe der Übertragungswagen.

Das Funkliniennetz soll aus Hauptlinien bestehen, die zugleich auch dem internationalen Austausch der Fernsehprogramme dienen werden, ferner aus Ab-

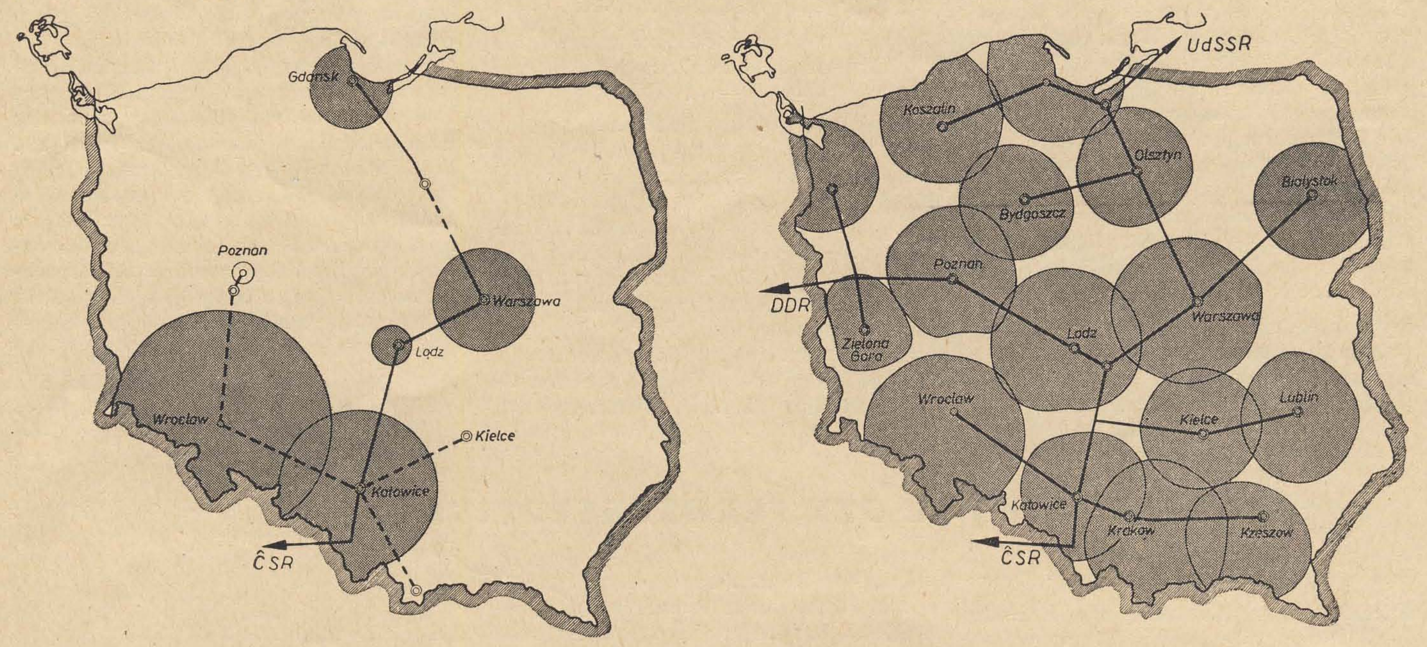


Bild 1: Gegenwärtiger Stand des Fernsehnetzes

Bild 2: Fernsehsendernetz bis 1965

Tabelle 1

Fernseh-zentrum	Leistung des Bild-senders	Ausge-strahlte Effektiv-leistung	An-tennen-höhe	Höhe des Zen-trums ü. d. M.	OIR-Kanal	Frequenz in MHz		Etwaige Reichweite für 0,5 bis 0,7 mV/m
						Bild	Ton	
Warszawa	6	7	227	—	2	59,25	65,75	≈ 50
Lodz	0,5	2,5	68	—	6	175,25	181,75	≈ 25
Poznan[1])	0,05	0,05	25	—	7	183,25	189,75	15
Katowice	2 × 8	220	212	—	8	191,25	197,75	95
Wroclaw	10	120	80	718	12	223,25	229,75	130
Gdansk[2])	1,2	4,5	—	—	3	77,25	83,75	40
Zakopane[3])	0,005	0,01	—	—	6	175,25	181,75	10
Kielce[3])	0,04	0,04	—	593	1	49,75	56,25	40

[1]) Die Leistung des Senders in Poznan wird im Jahre 1959 auf 0,5 kw erhöht, einschließlich des Antennengewinns beträgt er dann 2 kW.
[2]) Inbetriebnahme im I. Quartal 1959.
[3]) Relaisstationen — Frequenzumsetzer.

Tabelle 2

Fernseh-zentrum	Leistung des Bild-senders	Ausge-strahlte Effektiv-leistung	Antennen-höhe	Höhe des Zentrums ü. d. M.	OIR-Kanal	Frequenz in MHz	
						Bild	Ton
Warszawa I	2 × 15	120...150	300	—	3	77,25	83,75
Warszawa II	2 × 10	200	320	—	11	215,25	221,75
Lodz	10	100	300	194	7	183,25	189,75
Katowice	2 × 8	220	212	—	8	191,25	197,75
Wroclaw	10	120	80	718	12	223,25	229,75
Krakow	2 × 10	200	40	891	10	207,25	213,75
Kzeszow	10	100	30	529	9	199,25	205,75
Lublin	10	100	150	307	12	223,25	229,75
Bialystok	10	100	150	204	8	191,25	197,75
Gdansk	2 × 10	200	200	205	10	207,25	213,75
Koszalin	10	100	150	204	8	191,25	197,75
Szczecin	10	100	200	135	12	223,25	229,75
Bydfoszcz	15	100	300	105	1	49,75	56,25
Zielona Gora	2 × 10	200	200	—	10	207,25	213,75
Poznan	10	150	250	150	9	199,25	205,75
Kielce	15	100	80	593	2	59,25	65,75
Olsztyn	10	100	150	312	6	175,25	181,75

zweigungen, die die Hauptlinien mit den übrigen Sendezentren verbinden.
Die Hauptlinien werden von Norden (UdSSR) über Warschau, Lodz, Katowice in die CSR und über Lodz—Poznan in die DDR verlaufen, wodurch die Möglichkeit des Programmaustausches mit diesen Ländern sowie mit anderen Ländern des sozialistischen Lagers geschaffen wird; über Österreich oder die DBR dagegen mit dem Netz der Eurovision. Auf diesem Wege werden außerdem auch die Hauptprogrammzentren in Warschau, Lodz, Poznan und Katowice ihre Landesprogramme (innerhalb des gesamtpolnischen Programmes) austauschen.
Die Zielforderungen sehen im Jahre 1965 das Ausstrahlen von gesamtpolnischen Programmen in einem Umfang von etwa 50 Stunden wöchentlich vor (durchschnittlich sieben Stunden täglich) und 2500 Stunden im Jahr. Dieses Programm wird sich wie folgt zusammensetzen:

Studioprogramm (Warschauer Fernsehzentrum)	32%
Austauschprogramm (Landes- und Auslandszentren)	28%
Außenübertragungen (Theater, Sport u. ä.)	18%
Filmprogramm (Filme und Chroniken)	18%
Wiederholungen (Registrierung)	4%
	100%

Daraus ergibt sich, daß auf das Warschauer Fernsehzentrum annähernd 60% der Programmgestaltung entfällt.

Angesichts solcher Forderungen werden nachstehende Studioinvestitionen geplant:

Ausbau des Zentrums in Poznan,
Errichtung der programmtechnischen Ausrüstung des gesamten Fernsehnetzes für Katowice,
Einrichtung eines der Theatersäle in Krakow zur Übertragung des Schauspielprogrammes in einem Umfang von etwa 100 Stunden jährlich mit Hilfe eines Übertragungswagens,
Bau des Warschauer Fernsehzentrums, für das in der ersten Etappe drei dramatische Studios (1200 m², 700 m², 450 m²), Sprecher- und Vortragstudios mit technischer, redaktioneller und Filmausrüstung sowie mit einem Fernsehtheater von etwa 50000 m³ Rauminhalt vorgesehen sind.
In der zweiten Etappe — nach dem Jahre 1965 — ist der Bau drei weiterer Studios analoger Größe geplant.
Das Fernsehtheater wird ebenfalls über Fernsehaufnahmekameras für das Farbfernsehen verfügen. Der Beginn der Farbfernsehsendungen in Warschau wird gegen Ende des Fünfjahrplans fallen.
Die Realisierung der obenerwähnten Aufgaben erfordert große Anstrengungen von seiten des Fernmeldewesens des Polnischen Rundfunks und der Industrie. Eine keineswegs geringe Aufgabe wird auch die Heranbildung der Spezialistenkader sein, und zwar nicht nur für die Bedienung der Fernseheinrichtungen, sondern auch für die Betreuung von Reparaturwerkstätten, die in der Lage sein müssen, etwa 2000000 Fernsehempfänger in Ordnung zu halten.

Nach Radioamator 4 (1959), S. 3···5



HINWEISE FÜR DEN FERNSEHSERVICE

Unempfindlichkeit beim „Dürer"

Nach Spannungskontrolle und Prüfung der in Frage kommenden Röhren wurde der Verstärkungsgrad des ZF- und Videoteils mittels Meßsender gemessen. Es waren keine groben Abweichungen festzustellen. Die Funktion der Kontrastregelspannung war ebenfalls normal. Nun wurde die Kaskodestufe in Betracht gezogen. Anodenspannungen und die Gitterspannung der Gitterbasisstufe stimmten. Ein direktes Einspeisen des Meßsignals auf das Gitter der ersten Stufe brachte auch keinen Erfolg. Die HF-Abblockungskondensatoren waren in Ordnung. Beim Berühren der Segmentkontaktfeder, die den erdseitigen Anschlußpunkt des Gitterkreises der Mischröhre bildet, mit einem Schraubenzieher, konnte eine Verstärkungszunahme festgestellt werden. Beim Betrachten des Schaltbildes wurde C_{113}, 20 pf als Fehlerursache vermutet. Ein Anschlußdraht dieses Kondensators hatte keine elektrische Verbindung mehr zum Belag. *L-Fr*

Verbesserung des Fernsehempfanges beim „Weißensee"

Eine Möglichkeit der Verbesserung des Empfangs ist die Vorschaltung einer abgestimmten HF-Stufe, eines sogenannten Antennenverstärkers. Die zweite Möglichkeit ist der Einbau einer zusätzlichen Bild-ZF-Stufe. Die Schaltung (Bild 1) zeigt einen Ausschnitt aus der Originalschaltung des „Weißensee". Der strichpunktierte Teil wurde neu eingefügt.
Die ursprüngliche Verbindung zwischen erster und zweiter Bild-ZF-Stufe zeigt die gestrichelte Linie.
Der Umbau läßt sich ohne große Schwierigkeiten durchführen, da das Chassis noch einige unbelegte Durchbrüche für die Aufnahme von Röhrenfassungen und Spulenkörpern hat. Das unterhalb von $Rö_5$ befindliche Bandfilter ($L_{48,49}$) wurde vom Steuergitter der $Rö_5$ abgelötet und ohne Kürzung der 11 cm langen Linkleitung an die Stelle gesetzt, an der sich die Lötfahne für den Meßpunkt M III befindet.

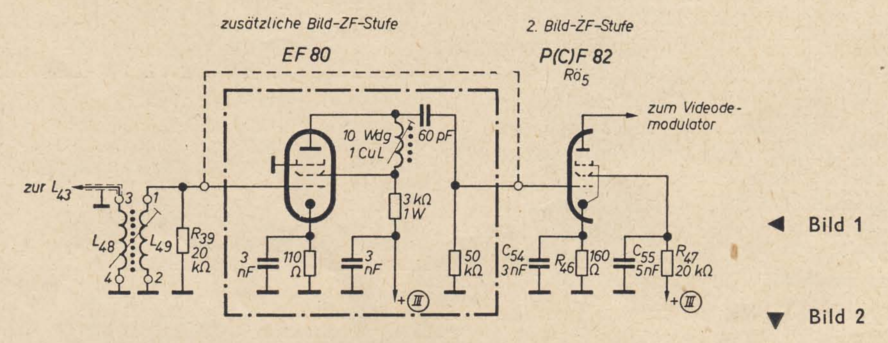


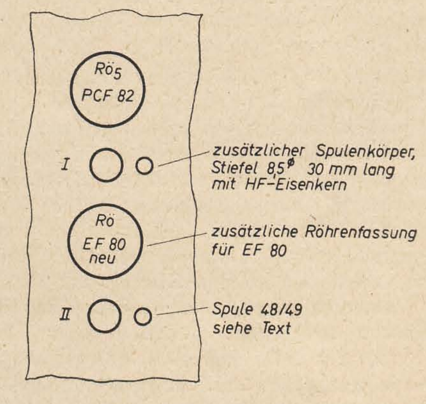
Bild 1

Eine genaue Lage zeigt die Skizze (Bild 2). In die nun frei gewordene Bohrung „I" wird das zusätzliche Bandfilter eingesetzt. Es ist als Einzelkreis aufgebaut und über 60 pF an das Steuergitter von $Rö_5$ angekoppelt. Auf den Stiefelkörper wurden 10 Windungen eines CuL-Drahtes, 1 mm ∅, Windung an Windung gewickelt. Die Abstimmung erfolgt mittels HF-Eisenkern. Der übrige Teil der Schaltung weist keine Besonderheiten auf.

Da die Heizstromaufnahme der Röhre EF 80 ebenfalls 300 mA beträgt, läßt sie sich gut in den übrigen Heizkreis zwischen $Rö_5$ und dem Kanalwähler einordnen. Der Heizwiderstand R_{65} muß entsprechend verkleinert werden.

Nach erfolgtem Umbau ist die gesamte Bild-ZF neu abzustimmen. Die Bildempfindlichkeit des Gerätes wird durch den Einbau der zusätzlichen Bild-ZF-Stufe auf 100 μV gesteigert.

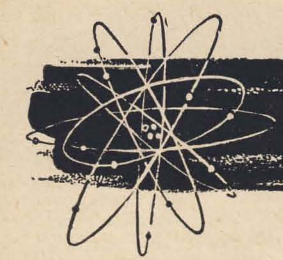
Bild 2



Stückliste

1 Schichtwiderstand 3 kΩ, 1 W
1 Schichtwiderstand 50 kΩ, 0,25 W
1 Schichtwiderstand 110 Ω, 0,25 W
1 Kondensator 3 nF, 500 V (Epsilan)
1 Kondensator 3 nF, 250 V (Epsilan)
1 Kondensator 60 pF (Keramik)
1 Stiefelkörper 8,5 mm ∅, 30 mm lang
CuL-Draht 1 mm ∅
1 Röhre EF 80
1 Röhrenfassung für EF 80

Hans Hanisch



Die elementare Struktur der Materie

R. HAVEMANN · R. STANGE

(6)

Dr. R. STANGE

Masse und Energie der Mikroobjekte

Fortsetzung von Heft 12 (1959) S. 382

Da das Photon sich immer mit Lichtgeschwindigkeit bewegt, muß nach (2) seine Ruhmasse Null sein (wenn m einen endlichen Wert besitzen soll). Für die Energie des Photons ergibt sich, vor allem aus der Untersuchung der Emissions- und Absorptionsspektren von Atomen und Molekülen, die fundamentale Beziehung

$$E_{ph} = h\nu. \qquad (9)$$

Darin ist ν die Frequenz der elektromagnetischen Strahlung, der das Photon angehört (kurz, die Frequenz des Photons) und h ist das Plancksche Wirkungsquantum, die Konstante, die alle Gesetze der Quantentheorie beherrscht:

$$h = 6{,}623 \cdot 10^{-27}\ \text{erg} \cdot \text{s}. \qquad (10)$$

Aus (1) folgt dann für die Masse eines Photons

$$m_{ph} = \frac{h\nu}{c^2}. \qquad (11)$$

Man kann aus (11) z. B. die Frequenz und daraus $\left(\text{mit } \lambda = \frac{c}{\nu}\right)$ die Wellenlänge ausrechnen, bei der ein Photon die gleiche Masse besitzt wie ein ruhendes Elektron. Diese Wellenlänge heißt „Comptonwellenlänge" λ_c

$$\lambda_c = 2{,}43 \cdot 10^{-10}\ \text{cm} = 0{,}0243\ \text{ÅE}. \qquad (12)$$

λ_c liegt im Grenzbereich Röntgenstrahlung/Gammastrahlung.

Die Masse der Photonen des sichtbaren Lichtes ist also kleiner als m_e, die der Photonen der Gammastrahlung größer als m_e. Haben nun die Begriffe „Masse" und „Energie" auf Photonen angewandt denselben Sinn wie für die übrigen Teilchen, d. h. zeigen auch sie die Eigenschaften Trägheit und Schwere und übertragen sie die Energie durch Arbeitsleistung? Alle drei Fragen sind zu bejahen.

a) Eine Beschleunigung von Photonen ist nur durch eine Änderung der Richtung des Geschwindigkeitsvektors möglich, da sein Betrag unveränderlich c ist. Treffen Lichtstrahlen auf eine Metallplatte, so üben sie einen Lichtdruck aus. Die Überwindung ihrer Trägheit bei der Geschwindigkeitsumkehr erfordert also einen Kraftaufwand.

b) Photonen sind schwer. Licht, das von fernen Fixsternen herrührt und dicht an der Sonne vorbeigeht, wird etwas zur Sonne hin abgelenkt.

c) Beim lichtelektrischen Effekt löst ein Photon aus einer Metalloberfläche ein Elektron aus. Seine Energie $h\nu$ wird aufgebraucht zur Leistung der Ablösearbeit für das Elektron und zum anderen zu seiner weiteren Beschleunigung.

Die Tatsache, daß die Photonen Teilchen ohne Ruhmasse sind, bedingt keinen grundsätzlichen Unterschied gegenüber den ruhmassebehafteten Elementarteilchen. Es sind sogar Umwandlungen zwischen beiden Teilchenarten möglich. Bei der Paarbildung wandeln sich ein oder zwei Photonen (meist in der Nähe eines schweren Kernes) in ein Elektron und ein Positron um. (Das Positron hat die gleiche Masse wie das Elektron, seine elektrische Ladung hat aber das entgegengesetzte Vorzeichen.) Energiesatz bzw. Massenerhaltungssatz sind streng erfüllt. So kann die Umwandlung zweier Photonen nur dann stattfinden, wenn ihre Wellenlänge mindestens gleich der Comptonwellenlänge, ihre Gesamtmasse also mindestens gleich der Ruhmasse zweier Elektronen ist. Das entstandene Positron existiert nicht lange, es vereinigt sich wieder mit einem Elektron, und durch Zerstrahlung entstehen wieder zwei Photonen (seltener, wenn ein schwerer Kern in der Nähe ist, nur eines).

Was über Energie und Masse der Elementarteilchen gesagt wurde, gilt auch für die zusammengesetzten Teilchen, z. B. für die Atomkerne. Ein Atomkern besteht aus Z Protonen und N Neutronen. Z heißt die Ordnungszahl der Atomart, zu der der Kern gehört, $Z + N = A$ die Massenzahl. Sie ist ungefähr gleich der Masse des Kernes in Masseneinheiten. Kerne mit gleicher Protonen- aber verschiedener Neutronenzahl heißen Isotope. Wasserstoff besitzt z. B. die drei Isotope ^1_1H, ^2_1H und ^3_1H. (An das chemische Symbol ist oben die Massen-, unten die Ordnungszahl geschrieben.) Der Kern von ^1_1H ist ein Proton, der von ^2_1H besteht aus einem Proton und einem Neutron, dieser Kern wird auch „Deuteron" genannt.

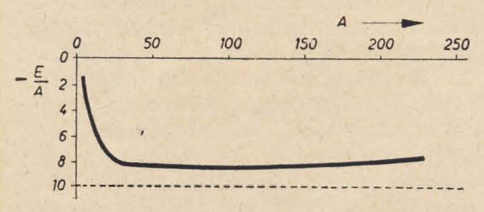


Bild 1: Bindungsenergie pro Nukleon als Funktion der Massenzahl

Besonders stabil ist der Kern von ^4_2He. Er besteht aus zwei Protonen und zwei Neutronen und wird α-Teilchen genannt. (Ein Teil der bei der natürlichen Radioaktivität auftretenden Strahlung besteht aus α-Teilchen.) Bei einer (gedachten) Vereinigung von 2 Protonen und 2 Neutronen zu einem α-Teilchen wird eine Energie von 27,9 MeV frei. Diese Energie entspricht einer Masse von 30,3 TME, das ist genau die Differenz von $2\,(m_p + m_n)$ und der Ruhmasse eines α-Teilchens (Massendefekt)[1]. In Einzelschritte zerlegt, könnte man sich vorstellen, daß zunächst die 27,9 MeV noch im α-Teilchen verblieben (etwa als kinetische Energie oder als Anregungsenergie), dann wäre auch die Masse noch nicht um die 30,3 TME vermindert. Diese Energie kann nun (zusammen mit der zugehörigen Masse) entweder durch Emission von Photonen oder durch Stoß weitergegeben werden.

Im Durchschnitt wird bei jeder Anlagerung eines Nukleons an einen Kern eine Energie von etwa 8 MeV frei (beim α-Teilchen sind es 9,3 MeV, daher seine große Stabilität). Trägt man diese „Bindungsenergie pro Nukleon" gegen A auf, so erhält man eine Kurve mit einem flachen Maximum von 8,6 MeV bei $A \approx 100$, sie sinkt dann wieder bis 7,5 MeV (etwa bei 238) ab (im Bild 1 ist, wie üblich, $\frac{E}{A}$ und nicht $\frac{E}{A-1}$, womit oben gerechnet wurde, gegen A aufgetragen (E = Energie). Dadurch ergeben sich für das α-Teilchen nur etwa 7 MeV. Da beim Aufbau der Kerne aus Nukleonen Energie frei wird, sind die $\frac{E}{A}$-Werte im Bild negativ). Dieses Maximum und das darauffolgende Wiederabsinken ist der Grund dafür, daß durch Spaltung schwerer Kerne (etwa im Uranreaktor) überhaupt Energie gewonnen werden kann. Die Summe der Energieniveaus der beiden Bruchstücke liegt energetisch tiefer als das Energieniveau eines Urankernes, trotz des Energieaufwandes zum Zertrümmern einer Bindung im Kern.

Auch der Aufbau der Atome und Moleküle aus Kernen und Elektronen ist ein Vorgang, der unter Freiwerden von Energie abläuft. Die Energiebeträge, um die es sich hier handelt, sind um etwa 6 Zehnerpotenzen kleiner als die Energieänderungen, die mit Kernreaktionen verknüpft sind. Sie werden deshalb in eV angegeben. Um ein Wasserstoffatom seines (einzigen) Elektrons zu berauben, muß eine Energie von 13,6 eV aufgewandt werden (das ist die „Ionisierungsenergie" des Wasserstoffatoms). Prinzipiell tritt auch hier ein Massendefekt auf, der aber so winzig ist ($1{,}5 \cdot 10^{-8}$ ME, das sind etwa 10^{-6} % der Gesamtmasse), daß er fast immer vernachlässigt werden kann. Die Energieänderungen durch chemische Reaktionen in der makroskopischen Chemie und in der Technik beruhen aber gerade auf der

[1]) Allgemein versteht man unter Massendefekt die Differenz der Summe der Ruhmassen der Nukleonen und des aus ihnen aufgebauten Kernes.

Änderung der Elektronenanordnung bei den an der Reaktion beteiligten Teilchen. Auch hier kann also von den gleichzeitigen Massenänderungen völlig abgesehen werden. Das ist der Grund dafür, daß der Zusammenhang zwischen Energie und Masse so spät erkannt worden ist. Die mit Energieänderungen verknüpften Massenänderungen brauchen praktisch nur bei Kernreaktionen und beim Arbeiten mit Teilchen in der Nähe der Lichtgeschwindigkeit berücksichtigt zu werden. Unberührt davon bleibt die grundsätzliche Bedeutung der Einsteinschen Gleichung für unsere Naturerkenntnis.

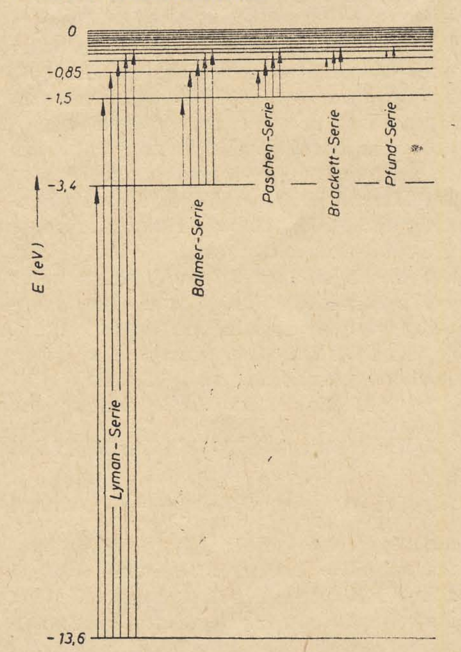


Bild 2: Energiezustände und -übergänge des Wasserstoffatoms

In welcher Form können nun die Kerne, Atome und Moleküle Energie aufnehmen? Jedes Teilchen kann Energie in Form von kinetischer Translationsenergie besitzen, die näherungsweise (für $v \ll c$) aus

$$E_{kin} = \frac{1}{2} m v^2 \qquad (13)$$

exakt, aber bei hohen Geschwindigkeiten nach (3) zu berechnen ist. Daneben bestehen aber noch andere Möglichkeiten zur Energieaufnahme. Wird von einem Wasserstoffatom ein Photon absorbiert, dessen Energie $h\nu$ geringer ist als die Ionisierungsenergie (13,6 eV), so kann das Elektron nicht völlig vom Kern losgerissen werden, das Atom verbleibt aber auch nicht im Grundzustand, sondern es wird in einen angeregten Zustand überführt, der durch eine im Mittel größere Entfernung des Elektrons vom Kern charakterisiert ist. Kennzeichnend für die Eigenschaften der Atome ist nun, daß zwischen dem Grundzustand und dem Zustand des ionisierten Atoms nur diskontinuierlich (oder, wie man in der Atomphysik sagt, „diskret") verteilte Anregungszustände möglich sind, die Anregungsenergie ist gequantelt. Diese Quantelung der Energie ist ein völliger Bruch mit den Gesetzmäßigkeiten der klassischen Physik, sie wird in den folgenden Artikeln noch von verschiedenen Seiten beleuchtet werden. Von der Quantelung der Translationsenergie kann übrigens fast immer abgesehen werden.

Die Energiestufen des Wasserstoffatoms ergeben sich aus der besonders einfachen Beziehung

$$E = -\frac{hcR}{n^2}. \qquad (14)$$

Darin ist R die sogenannte Rydbergkonstante ($1{,}097 \cdot 10^5\ cm^{-1}$) und n eine beliebige ganze Zahl $\geqq 1$. Für $n = 1$ ergibt sich der Grundzustand, der Zustand niedrigster Energie. Mit wachsendem n rücken die Energiestufen immer dichter aneinander und für $n \to \infty$ geht E gegen Null. Das ist der Zustand, in dem das Elektron völlig vom Kern gelöst ist. hcR ist also die Ionisierungsenergie. Ein angeregtes Atom (mit der Energie E_1) kann durch Aussendung eines Photons in einen Zustand geringerer Energie oder in den Grundzustand zurückkehren (E_2). Dann muß wegen des Energieerhaltungssatzes gelten

$$E_1 - E_2 = h\nu, \qquad (15)$$

wenn ν die Frequenz des Photons darstellt. Die Energiezustände eines Atoms werden besonders anschaulich dargestellt, wenn man die Energieniveaus durch waagerechte Geraden wiedergibt. Bild 2 zeigt die sich aus (14) ergebenden Energieniveaus des Wasserstoffes. Die Energieübergänge bei Absorption sind als vertikale Pfeile eingezeichnet. Energieübergänge mit gleicher unterer Energie werden zu Serien zusammengefaßt. Für komplizierter gebaute Atome mit mehr Elektronen wächst die Mannigfaltigkeit der Energiestufen und erst recht der Übergangsmöglichkeiten sehr rasch an.

Auch Atomkerne können sich bei Energiezufuhr in angeregte Zustände begeben, die durch eine energiereichere Anordnung der Nukleonen im Kern zueinander charakterisiert sind. Wir kennen heute schon für viele Kerne die zugehörige Anordnung der Energiestufen.

Noch größer sind die Möglichkeiten einer Energieaufnahme bei den Molekülen. Neben einer Anregung des elektronischen Zustandes kann das Kerngerüst des Moleküls Rotationsbewegungen im Raum ausführen, und die Kerne können gegeneinander schwingen. Die Rotations- und Schwingungsenergie ist, genau wie die Elektronenanregungsenergie, ebenfalls gequantelt, nur sind hier die Differenzen zwischen den Energiestufen viel geringer als bei der Elektronenanregung. Dort bewirkte erst eine Absorption oder Emission von Photonen aus dem sichtbaren oder ultravioletten Spektralgebiet eine Änderung des Zustandes, während hier schon Photonen des (dem sichtbaren Bereich) nahen Ultrarot genügen, um eine Änderung des Schwingungszustandes, und gar des fernen Ultrarot, um eine Änderung des Rotationszustandes herbeizuführen. — Ein weiterer Unterschied der Moleküle gegenüber den Atomen besteht darin, daß sie nur relativ weniger elektronischer Zustände fähig sind. Die Moleküle sind so subtil gebaute Gebilde, daß sie nur bei einer ganz bestimmten Elektronenanordnung zusammenhalten; wird diese durch Elektronenanregung wesentlich geändert, so zerfällt im allgemeinen das Molekül.

In der Literatur findet man oft falsche Interpretationen der Gleichung (1). Sie beruhen vor allem darauf, daß man die Beziehung zwischen Masse und Energie im Sinne einer gegenseitigen Umwandlung deutet. Daß das nicht richtig ist, haben alle oben angeführten Beispiele gezeigt. Die Paarbildung ist nicht die Umwandlung der Photonenenergie in die Elektron/Positronmasse, sondern die Umwandlung der Photonenenergie in die Ruheenergie und kinetische Energie von Elektron und Positron oder, was dasselbe besagt, die Umwandlung der Photonenmassen in die Massen von Elektron und Positron.

a) Es ist also falsch, von einer gegenseitigen Umwandlung von Energie und Masse zu sprechen.
   Ebenso ist es falsch, die Paarbildung als „Materialisation" der Energie zu bezeichnen.
   Richtig ist dagegen, daß nur eine Umwandlung verschiedener Energieformen ineinander (was zugleich bedeutet: Eine Umwandlung der verschiedenen Manifestationen der Masse ineinander) eintreten kann.

Daraus folgt sofort:

b) Es ist falsch, zu sagen, daß der Energiesatz allein und der Satz von der Erhaltung der Masse allein keine uneingeschränkte Gültigkeit besäßen. Nur für die Summe aus Energie und Masse (im Energiemaß gemessen) bestünde ein Erhaltungsgesetz.
   Ebenso ist es falsch, zu sagen, daß nur noch der Energiesatz streng gelte, nicht aber mehr der Massenerhaltungssatz, und daß Masse eine besondere Form der Energie sei.
   Richtig ist dagegen, daß Energiesatz und Massenerhaltungssatz nicht nur beide uneingeschränkt und streng gültig bleiben, sondern daß sie sich beide auf Grund der Einsteinschen Gleichung als ein und dasselbe Gesetz erwiesen haben.

Andererseits muß die Beziehung zwischen Energie und Masse auch vor Mißverständnissen von philosophischer Seite geschützt werden.

c) Es ist falsch, zu sagen, die Theorie einer gegenseitigen Umwandlung von Masse in Energie sei idealistisch und aus diesem philosophischen Grunde falsch; idealistisch ist es dagegen, den Begriff Materie auf den Begriff Masse zu beschränken und eine „Umwandlung von Masse in Energie" als „Verschwinden der Materie" zu bezeichnen. Die Umwandlungstheorie ist nicht philosophisch sondern physikalisch falsch.
   Erst recht ist es falsch, die Möglichkeit einer Umwandlung von Masse in Energie deshalb abzulehnen, weil sich verschieden dimensionierte Größen nicht ineinander umwandeln könnten. Daß die Frage der Dimensionsgleichheit oder -verschiedenheit von Energie und Masse völlig nebensächlicher Natur ist, wurde schon oben gezeigt.

d) Schließlich ist es falsch, zu sagen, eine materialistische Weltanschauung fordere von vornherein („a priori") die Gültigkeit des Energiesatzes.
   Richtig ist dagegen, daß eine Philosophie, die den Energiesatz als Erkenntnis a priori und nicht der Erfahrung entstammend bezeichnet, unmöglich materialistisch genannt werden kann.
   Der Energiesatz ist ein — wenn auch recht weitreichendes — spezielles physikalisches Gesetz. Seine Gültigkeit wurde zunächst in der Makrophysik sichergestellt. Beim Übergang zur Mikrophysik hätte sich z. B. wie der Entropiesatz auch der Energiesatz als ein statistisches Gesetz erweisen können, das erst für eine Gesamtheit von vielen Teilchen Gültigkeit besäße. Daß dem nicht so ist, folgt nicht aus der allgemeinen Tatsache der Materialität der Welt, sondern aus ganz speziellen Untersuchungen, die schließlich dazu führten, die Gültigkeit des Energiesatzes auch in der Mikrophysik sicherzustellen.

ELMAR KUNZE

Eingangsstufen mit günstigstem Rauschfaktor

Rauschprobleme treten heute immer stärker in den Vordergrund. Vor allem die UKW- und Fernsehtechnik erfordert Kenntnisse der Rauscheigenschaften der verwendeten Verstärker. In Überlagerungsempfängern werden selbst vom Zwischenfrequenzverstärker gute, d. h. niedrige Rauschzahlen oder -faktoren verlangt. Dies ist hauptsächlich dann der Fall, wenn eine sehr kleine bzw. gar keine HF-Vorverstärkung vorhanden ist, wie z. B. bei Dezimeterempfängern. Diese besitzen als Mischorgan im allgemeinen Silizium- oder Germaniumdioden, mit denen keine Verstärkung erreicht werden kann. Hierbei liefert der nachfolgende ZF-Verstärker den Hauptanteil am Gesamtrauschen des Empfängers.
Im folgenden Beitrag sollen nun die wichtigsten Rauschquellen besprochen werden, um dann auf Gleichungen zu kommen, nach welchen ein Verstärkereingang dimensioniert werden kann.

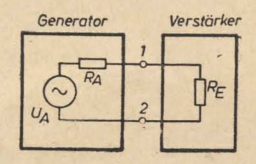


Bild 1: Anschaltung des Generators an den Verstärker

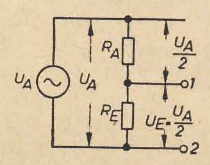


Bild 2: Spannungsteilung bei Leistungsanpassung $R_A = R_E$

Zur Definition der kT_0-Zahl (oder Rauschzahl, Rauschfaktor)

In den weiteren Betrachtungen werden alle im Verstärker vorhandenen Rauschquellen auf die Eingangsklemmen bezogen.
Ist der Generator (z. B. eine Antenne) mit seiner Signalspannung U_A und seinem Innenwiderstand R_A nicht angeschlossen, steht an den Punkten 1, 2 (Bild 1) die Rauschspannung des Verstärkers U_E. Schließt man den Generator an, so liefert R_A noch eine zusätzliche Rauschspannung. Das gesamte Rauschen, also das des Verstärkers und der Antenne bzw. Generators, erscheint am Verstärkerausgang und muß von der Signalspannung U_A überwunden werden. D. h. das Signal muß mindestens gleich dem Gesamtrauschen sein, um am Verstärkerausgang festgestellt werden zu können. In diesem Fall ist der Störabstand, auch Rauschabstand genannt, gleich 1.
Wird bei Leistungsanpassung des Generators an den Verstärker der Störabstand = 1, also $R_A = R_E$ erreicht, bezeichnet man die Leistung pro Hz Bandbreite, welche dem Verstärker zugeführt werden muß, als Grenzempfindlichkeit des Verstärkers. Ein Maß hierfür ist die kT_0-Zahl.
Die aus dem Generator vom Verstärker entnommene Signalleistung ist bei Leistungsanpassung

$$N = \frac{\left(\frac{U_A}{2}\right)^2}{R_E} = \frac{U_A^2}{4\,R_E} = \frac{U_A^2}{4\,R_A} \quad \text{in W.} \qquad (1)$$

Um Verstärker und Empfänger unabhängig von der Bandbreite miteinander vergleichen zu können, wird diese Leistung auf 1 Hz Bandbreite bezogen, d. h. man muß durch eine vorhandene Bandbreite Δf in Hz dividieren.

$$\frac{N}{\Delta f} = \frac{U_A^2}{4 \cdot R_A \cdot \Delta f} \quad \text{in} \frac{W}{Hz}. \qquad (2)$$

Ein normaler Verstärker liefert aber keine so große Rauschleistung, um sie in Watt angeben zu können. Es wurde deshalb für $N/\Delta f$ die Größe $n \cdot kT_0$ gewählt. n ist dimensionslos.

Es bedeuten

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\,Ws°K^{-1}$
(Boltzmannsche Konstante)

$°K^{-1}$ heißt pro Grad Kelvin.

$T_0 = 293°\,K$ (Raumtemperatur auf absolute Temperatur bezogen).

Nach Multiplikation entsteht dann

$$kT_0 = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \approx 4 \cdot 10^{-21}\,Ws = 4 \cdot 10^{-21} \frac{W}{Hz}. \qquad (3)$$

Zusammenfassend erhält man

$$\frac{N}{\Delta f} = \frac{U_A^2}{4\,R_A\,\Delta f} = n \cdot kT_0 \quad \text{in} \frac{W}{Hz}. \qquad (4)$$

Man gibt also die Leistung pro Hz Bandbreite in n-fachen kT_0-Werten an und erhält für Leistungsanpassung:

$$n = \frac{U_A^2}{4\,R_A\,\Delta f\,kT_0} \quad \text{(dimensionslos).} \qquad (5)$$

Der theoretisch denkbar beste Verstärker ist vollkommen rauschfrei und würde bei günstigster Anpassung des Generators an den Verstärker eine kT_0-Zahl von n = 1 haben. Ist n = 3, so bedeutet dies, daß 3mal mehr Leistung bzw. $\sqrt{3}$ mal mehr Spannung (da U^2) aufgebracht werden muß, als bei diesem idealen Verstärker, um einen Störabstand = 1 zu erreichen.
Die vom Generator (z. B. Antenne) erzeugte Rauschleistung hat die Größe (siehe auch Rauschen von Widerständen)

$$\frac{U^2}{R_A} = 4\,kT_0\,\Delta f \quad \text{in W,}$$

wenn man voraussetzt, daß der Generator bei der Temperatur T_0 rauscht. Bei einer Außenantenne vergrößert sich T_0.
Entsprechend Gleichung (1) ergibt sich bei Leistungsanpassung, also $R_A = R_E$, nur noch $^1/_4$ dieser Leistung. Die Rauschleistung wird dann zu

$$\frac{U^2}{4\,R_A} = \frac{4\,kT_0\,\Delta f}{4} = kT_0\,\Delta f \quad \text{in W.} \qquad (6)$$

Unter Beachtung von Gleichung (4) ist hierbei n = 1.
Hat der Verstärker z. B. eine Rauschzahl von n = 3 bei 2 MHz Bandbreite, so entnimmt er dem Generator eine Leistung nach Gleichung (4) von

$$N = n \cdot kT_0 \cdot \Delta f \qquad (7)$$
$$N = 3 \cdot 4 \cdot 10^{-21} \cdot 2 \cdot 10^6 = 24 \cdot 10^{-15}\,W.$$

Rauschen von Widerständen (thermisches Rauschen)

Alle Leiter, zu denen auch Widerstände gehören, verdanken ihr elektrisches Leitvermögen sogenannten freien Elektronen. Bei Temperaturen von z. B. 20° C bzw. 293° K befinden sich diese Ladungsträger in ständiger unregelmäßiger Bewegung. An den Enden des Leiters oder Widerstandes können deshalb schwankende Potentialunterschiede festgestellt werden. Diese Schwankungen sind Wechselspannungen mit sehr breitem Frequenzspektrum. Es sind darin praktisch alle Frequenzkomponenten mit gleicher Amplitude enthalten. Man bezeichnet dieses Rauschen als „weißes Rauschen". In allen Ableitungen für diese Rauschspannung ist immer der mittlere Effektivwert gemeint.
Die Rauschleistung $N_\mathfrak{R}$ eines Widerstandes, unabhängig von seinem Wert, ist für 1 Hz Bandbreite:

$$N_\mathfrak{R} = 4\,kT_0. \qquad (8)$$

Sie steigt also linear mit der Temperatur. $N_\mathfrak{R}$ entspricht am Widerstand R einer Spannung von

$$U_\mathfrak{R}^2 = N_\mathfrak{R} \cdot R = 4\,kT_0 R. \qquad (9)$$

Entnimmt man dem Widerstand eine Rauschspannung bei mehreren Hz, oder über ein bestimmtes Frequenzband Δf, entsteht:

$$U_\mathfrak{R}^2 = 4\,kT_0 R\,\Delta f;$$
$$U_\mathfrak{R} = \sqrt{4\,kT_0 R\,\Delta f}. \qquad (10)$$

Aus Gleichung (10) ist zu erkennen, daß $N_\mathfrak{R}$ auch mit dem größer werdendem Frequenzband bzw. der Bandbreite Δf linear ansteigt. Bei weiteren Ableitungen für die Rauschspannung soll immer nur bis $U_\mathfrak{R}^2$ entwickelt werden.

Rauschen von Widerständen in Parallelschaltung

Man denke sich zunächst U_{R_2} kurzgeschlossen. Nach Bild 4 entsteht dann folgende Spannungsteilung:

$$\frac{U_Q}{U_{R_1}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad U_Q = U_{R_1}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (11)$$

und nach Kurzschluß von U_{R_1} (Bild 5):

$$\frac{U_T}{U_{R_2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad U_T = U_{R_2}\frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad (12)$$

Beide Spannungen werden quadratisch zusammengesetzt und ergeben U_P^2.

$$U_P^2 = U_Q^2 + U_T^2. \qquad (13)$$

Unter Berücksichtigung der Ergebnisse in den Gleichungen (11) und (12) ergibt sich:

$$U_P^2 = \left(U_{R_1}\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + \left(U_{R_2}\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)^2.$$

Geht man von der Voraussetzung aus, daß U_{R_1} und U_{R_2} bei gleichen Temperaturen T_0 entstehen, so wird nach Gleichung (9) für 1 Hz Bandbreite:

$$U_P^2 = 4\,kT_0 \cdot R_1 \frac{R_2^2}{(R_1 + R_2)^2} + 4\,kT_0 \cdot R_2 \frac{R_1^2}{(R_1 + R_2)^2}. \qquad (14)$$

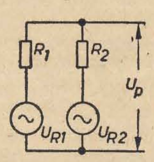


Bild 3: Parallelgeschaltete Widerstände mit deren Rauschquellen

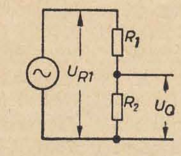


Bild 4: Spannungsteilung bei kurzgeschlossenem Generator U_{R_2}

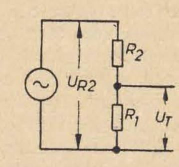


Bild 5: Spannungsteilung bei kurzgeschlossenem Generator U_{R_1}

$$U_P^2 = 4\,kT_0 \cdot \frac{R_1 R_2^2 + R_2 R_1^2}{(R_1 + R_2)(R_1 + R_2)}$$

$$= 4\,kT_0 \frac{R_1 R_2 (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(R_1 + R_2)},$$

$$U_P^2 = 4\,kT_0 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (15)$$

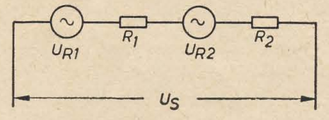


Bild 6: Widerstände in Serienschaltung mit deren Rauschquellen

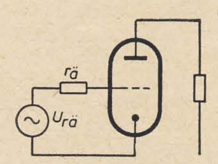


Bild 7: Schaltung einer Röhre mit ihrem Rauschwiderstand $r_ä$

Rauschen von Widerständen in Serienschaltung

Nach Bild 6 ergibt sich die Rauschspannung für T_0 und 1 Hz Bandbreite aus

$$U_S^2 = U_{R_1}^2 + U_{R_2}^2, \qquad (16)$$

$$U_S^2 = 4\,kT_0R_1 + 4\,kT_0R_2$$
$$= 4\,kT_0(R_1 + R_2). \qquad (17)$$

Rauschen von Schwingkreisen

Schwingkreise, ob in Serien- oder Parallelschaltung, rauschen immer mit ihrem Resonanzwiderstand, da dieser als reeller Widerstand zu betrachten ist und deshalb Leistung verbraucht. Die Rauschspannung, welche ein Schwingkreis erzeugt, ist bei gegebener Bandbreite des Verstärkers:

$$U_{Kr}^2 = 4\,kT_0R_{res} \cdot \Delta f. \qquad (18)$$

Hat man ein Netzwerk von Wirk- und Blindwiderständen, also komplexe Widerstände, ruft nur der reelle Anteil eine Rauschspannung hervor, da ja von Blindwiderständen keine Leistung verbraucht wird.

Rauschen von Verstärkerröhren

Eine weitere Rauschquelle ist die Verstärkerröhre. Den Hauptanteil liefert dabei das Rauschen durch den sogenannten Schroteffekt. Auch hier ist wieder die Ursache eine unregelmäßige Bewegung von Elektronen.

Der Anodenstrom wird durch die Elektronenbewegung von Katode nach Anode hervorgerufen. Der Austritt der Elektronen aus der Katode erfolgt nun nicht gleichmäßig und geordnet, sondern unregelmäßig. Handelt es sich z. B. um eine Triode, so ist diese Unregelmäßigkeit an der Anode wiederzufinden in Form eines dem Anodenstrom überlagerten Wechselstromes.

Ist in der Röhre noch ein Schirmgitter vorhanden, vergrößert sich das Röhrenrauschen infolge der Stromverteilung; denn jetzt erhält auch der Schirmgitterstrom eine Wechselstromüberlagerung. Die Wechselkomponente des Schirmgitterstromes steuert nun zusätzlich den Anodenstrom, d. h. die Rauschspannung im Anodenkreis vergrößert sich. Bei Röhren mit weiteren Gittern vergrößert sich diese Erscheinung noch mehr. Man wählt für rauscharme Schaltungen deshalb bekanntlich nur Trioden.

Um praktisch eine sinnvolle Darstellung des gesamten Röhrenrauschens zu haben, vergleicht man es mit dem Rauschen eines Widerstandes. Dies ist ein gutes Äquivalent; denn auch das Frequenzspektrum stimmt mit dem des thermischen Rauschens überein.

Man denkt sich die Röhre vollkommen rauschfrei und schaltet in den Gitterkreis einen Widerstand $r_ä$, welcher die Röhrenrauschspannung erzeugt.

Eine genaue Ableitung für $r_ä$ würde in diesem Rahmen zu weit führen.

Für Trioden gilt

$$r_ä \approx \frac{2{,}5}{S} \cdots \frac{3{,}5}{S} \qquad (19)$$

und für Pentoden

$$r_ä \approx \frac{3 \cdot I_a}{S \cdot I_k} + 20\,\frac{I_a \cdot I_{g_2}}{S^2 \cdot I_k}. \qquad (20)$$

Beispiel: EF 80: $S = 6{,}8$ mA/V, $I_a = 10$ mA, $I_{g_2} = 2{,}8$ mA, $I_k = 15$ mA.

$$r_ä \approx \frac{30 \cdot 10^{-3}}{6{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^{-3}} + 20\,\frac{10^{-2} \cdot 2{,}8 \cdot 10^{-3}}{46{,}2 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-3}},$$

$$r_ä = 1{,}1\ k\Omega.$$

Dioden in normaler Gleichrichter- oder Demodulatorschaltung, d. h. der Arbeitspunkt liegt nicht im Sättigungsgebiet, rauschen mit ihrem Innenwiderstand

$$r_ä = R_i.$$

Arbeitet man im Sättigungsgebiet der Diode, rauscht sie wie ein sehr großer Widerstand. Derartige Schaltungen werden für Rauschgeneratoren benutzt. Den Sättigungsstrom erreicht man praktisch nur mit speziell dafür hergestellten Rauschdioden. Die Katoden unserer modernen Röhren sind nicht dafür geeignet.

Werden Trioden oder Pentoden als Mischröhren verwendet, erhöht sich $r_ä$ wesentlich, da die Mischsteilheit meist nur 20%...40% der Steilheit einer Röhre in normaler Verstärkerschaltung beträgt [vergl. Gleichungen (19) und (20)].

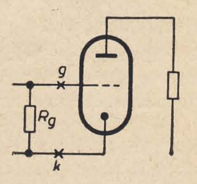


Bild 8: Zum Rauschen einer Verstärkerstufe

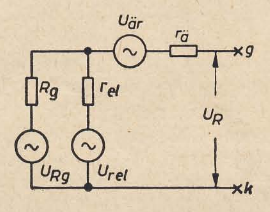


Bild 9: Ersatzschaltung für Bild 8 zur Ermittlung der Rauschspannung zwischen Gitter und Katode

Rauschen einer Verstärkerstufe

Bei der Betrachtung des Rauschens von nur einer Verstärkerstufe ist die Verstärkung derselben uninteressant, wenn die Rauschspannung (-Leistung) am Eingang der Stufe ermittelt werden soll. Eine evtl. auftretende Rückwirkung vom Anoden- auf den Gitterkreis wird dabei vernachlässigt.

Bild 8 zeigt eine Verstärkerstufe in Katodenbasisschaltung. R_g ist ein zwischen Gitter und Katode liegender reeller Widerstand. Parallel zu R_g liegt außerdem noch der elektronische Eingangswiderstand r_{el} (Bild 9), der erst im KW-Gebiet in Erscheinung tritt. Unterhalb dieser Frequenzen kann er im allgemeinen unberücksichtigt bleiben. Bemerkenswert ist, daß r_{el} nicht mit der Zimmertemperatur T_0 rauscht, sondern etwa mit 5 T_0. Die von ihm erzeugte Rauschleistung beträgt also das 5-fache gegenüber der eines gewöhnlichen Wirkwiderstandes. Weiterhin ändert r_{el} seinen Wert umgekehrt proportional dem Quadrat der Frequenz. Da dieser Widerstand in den Röhrenunterlagen meist für eine Frequenz (100 MHz) angegeben ist, ermittelt man seinen veränderten Wert [11] aus

$$r_{el} = r_{el}' \cdot \left(\frac{f'}{f}\right)^2, \qquad (21)$$

wobei r_{el}', f' die bekannten und r_{el}, f die unbekannten Werte sind.

Beispiel: EF 80: $r_{el}' = 3\ k\Omega$ bei $f' = 100$ MHz. Gesucht ist r_{el} bei 30 MHz.

$$r_{el} = 3 \cdot 10^3 \left(\frac{100 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6}\right)^2 = 3 \cdot 10^3 \cdot 11 = 33\ k\Omega.$$

Die erhöhte Rauschtemperatur (5 T_0) wird durch eine Frequenzänderung nicht beeinflußt.

Für die parallelgeschalteten Widerstände R_g, r_{el} (Bild 9) erhält man unter Berücksichtigung der Gleichung (14):

$$U_R{}^{*2} = 4\,kT_0 \cdot R_g \frac{r_{el}^2}{(R_g + r_{el})^2} + 4\,kT_0 \cdot a \cdot r_{el} \frac{R_g^2}{(R_g + r_{el})^2}, \qquad (22$$

$$U_R{}^{*2} = 4\,kT_0 \frac{R_g\,r_{el}^2 + a\,r_{el}\,R_g^2}{(R_g + r_{el})^2},$$

$$U_R{}^{*2} = 4\,kT_0 \frac{R_g\,r_{el}}{R_g + r_{el}} \cdot \frac{r_{el} + a\,R_g}{R_g + r_{el}}. \qquad (23)$$

Hierbei soll der Faktor a die erhöhte Rauschtemperatur berücksichtigen. Um eine einfachere Schreibweise zu erhalten, wird

$$\frac{r_{el} + a\,R_g}{R_g + r_{el}} = A \qquad (24)$$

und

$$\frac{R_g \cdot r_{el}}{R_g + r_{el}} = R_G \qquad (25)$$

gesetzt. In den folgenden Berechnungen setzt sich A immer aus r_{el}, a und dem im Gitterkreis liegenden reellen Widerstand zusammen.

Mit den Gleichungen (24), (25) geht Gleichung (23) über in die einfache Form

$$U_R{}^{*2} = 4\,kT_0 \cdot R_G \cdot A. \qquad (26)$$

Bild 9 zeigt weiterhin die Serienschaltung der Widerstände R_G und $r_ä$. Für die Rauschspannung zwischen Gitter und Katode ergibt sich daher wie in Gleichung (10):

$$U_R''^2 = U_R{}^{*2} + U_{rä}^2, \qquad (27)$$

$$U_R''^2 = 4\,kT_0 \cdot R_G A + 4\,kT_0\,r_ä. \qquad (28)$$

Mit der Bandbreite Δf erhält man dann:

$$U_R^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f\,(R_G A + r_ä). \qquad (29)$$

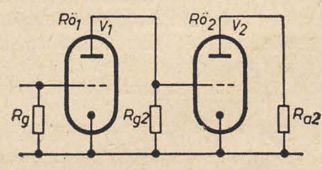


Bild 10: Prinzipschaltbild eines zweistufigen Verstärkers. R_{g_2} faßt alle Widerstände im Anodenkreis $Rö_1$ bzw. Gitterkreis $Rö_2$ zusammen

Rauschen eines zweistufigen Verstärkers

Allgemein wird bei Berechnung der Grenzempfindlichkeit und Rauschspannung am Eingang nur die erste Verstärkerstufe berücksichtigt. Ist deren Verstärkung jedoch gering, oder sogar < 1, darf man die zweite Stufe nicht mehr vernachlässigen; denn das Quadrat der Rauschspannung, welches durch die zweite Röhre entsteht, $U_{Rö_2}^2$, erscheint durch das Quadrat der

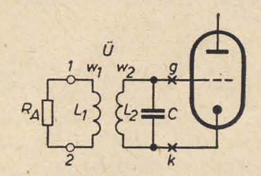


Bild 11: Prinzipschaltung eines Verstärkereinganges

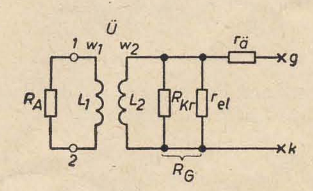


Bild 12: Ersatzschaltung zu Bild 11

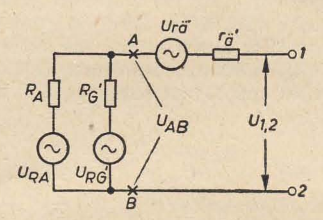


Bild 13: Ersatzschaltung zu Bild 11 mit den auf die Primärseite transformierten Widerständen

ersten Stufenverstärkung, V_1^2, dividiert am Verstärkereingang.
Man erhält also zwischen Gitter und Katode der ersten Röhre:

$$U_{ges}^2 = U_R^2 + \frac{U_{Rö_2}^2}{V_1^2}. \qquad (30)$$

Für $U_{Rö_2}^2$ gilt ebenfalls die Ableitung nach Gleichung (29), da auch hier der gesamte Widerstand im Gitterkreis R_{g_2} sowie der äquivalente Rauschwiderstand und der elektronische Eingangswiderstand von $Rö_2$ zum Rauschen beitragen.

Nach Umformung der Gleichung (30) folgt:

$$U_{ges}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \left(R_G A + r_ä + \frac{R_{G_2} \cdot A_2 + r_{ä_2}}{V_1^2}\right). \qquad (31)$$

Schreibt man für den Gesamtrauschwiderstand der ersten Stufe $R_G \cdot A + r_ä = R_1$ und für die zweite Stufe $R_{G_2} \cdot A_2 + r_{ä_2} = R_2$, ergibt sich

$$4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_{ges} = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \left(R_1 + \frac{R_2}{V_1^2}\right). \qquad (32)$$

$$R_{ges} = R_1 + \frac{R_2}{V_1^2}.$$

Man erkennt, daß bei einem großen Wert für V_1 die zweite Stufe praktisch vernachlässigt werden kann.

Rauschen eines mehrstufigen Verstärkers

Analog der Betrachtungen für zwei Verstärkerstufen ergibt sich unter Berücksichtigung der dritten Stufe:

$$U_{ges}^2 = U_{R_1}^2 + \frac{U_{Rö_2}^2}{V_1^2} + \frac{U_{Rö_3}^2}{V_1^2 \cdot V_2^2} \qquad (33)$$

und entsprechend für die Widerstände:

$$R_{ges}^2 = R_1 + \frac{R_2}{V_1^2} + \frac{R_3}{V_1^2 \cdot V_2^2}. \qquad (34)$$

Ob die dritte Stufe vernachlässigt werden kann, entscheiden die Verstärkungswerte.
Bei mehr als drei Stufen erfolgt eine Erweiterung gemäß Gleichung (33) bzw. Gleichungen (32) und (34).

Berechnung der Leistungsanpassung der ersten Stufe an einen gegebenen Eingangswiderstand

Die nachfolgenden Ableitungen sind wieder für rückwirkungsfreie Verstärkerstufen gültig. Weiterhin sind Kopplungsfaktor und Streuinduktivitäten des Eingangsübertragers vernachlässigt.
Im Bild 12 werden der Schwingkreis, gebildet aus L_2 und C, mit seinem Resonanzwiderstand durch R_{kr} nachgebildet, r_{el} rauscht mit $5\,T_0$. Die Parallelschaltung von R_{kr} und r_{el} stellt R_G dar.
Das Übersetzungsverhältnis ist definiert durch

$$Ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}. \qquad (35)$$

Da auch in diesem Fall das gesamte Rauschen auf den Eingang, d. h. die Klemmen 1, 2 bezogen wird, ergibt sich:

$$r_ä' = Ü^2 \cdot r_ä, \qquad (36)$$

$$R_G' = Ü^2 \cdot R_G. \qquad (37)$$

Entsprechend Gleichung (26) folgt für U_{RG}' mit einer Bandbreite Δf:

$$U_{RG}'^2 = 4\,kT_0 \cdot Rg' \cdot A \cdot \Delta f. \qquad (38)$$

Den Faktor A beeinflußt die Transformation nicht; denn es ist

$$A = A' = \frac{r_{el}' + a\,R_{Kr}'}{R_{Kr}' + r_{el}'} = \frac{Ü^2\,(r_{el} + a\,R_{Kr})}{Ü^2\,(R_{Kr} + r_{el})};$$

(R_{Kr} = reeller Widerstand im Gitterkreis) (39)

Bild 13 zeigt die Parallelschaltung von R_A und R_G'. Die Spannungen U_{RA} sowie U_{RG}' werden analog den Gleichungen (11), (12), (13) und (14) berechnet.

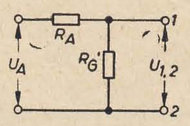


Bild 14: Ersatzschaltung zur Spannungsteilung von U_A nach $U_{1,2}$

Man erhält dann an A, B:

$$U_{AB}^2 = U_{R_A}^2 \left(\frac{R_G'}{R_A + R_G'}\right)^2 + U_{R_G}'^2 \left(\frac{R_A}{R_A + R_G'}\right)^2, \qquad (40)$$

Setzt man für $U_{R_A}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_A$ und $U_{R_G}'^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_G' \cdot A$ ein, so ist

$$U_{AB}^2 = \qquad (41)$$

$$4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot \left[R_A \left(\frac{R_G'}{R_A + R_G'}\right)^2 + R_G' \cdot A \left(\frac{R_A}{R_A + R_G'}\right)^2\right].$$

Da sich auf den Übertragungsseiten die Widerstände R_G und R_A gegenüberstehen, wird als Maß für die Ankopplung

$$x = \frac{R_G'}{R_A} \qquad (42)$$

definiert. Bei Leistungsanpassung ist $x = 1$.
Die weiteren Umformungen von Gleichung (41) gehen nun dahin, x anstelle R_G'/R_A zu bringen:

$$U_{AB}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot \frac{R_A\,R_G'^2 + R_G' A\,R_A^2}{(R_A + R_G')^2},$$

$$U_{AB}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_G' \frac{R_A\,R_G' + A\,R_A^2}{R_A^2 + 2\,R_A\,R_G' + R_G'^2}.$$

Durch Erweiterung von Zähler und Nenner mit $1/R_A^2$ ergibt sich weiter:

$$U_{AB}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_G' \frac{\dfrac{R_A\,R_G' + A\,R_A^2}{R_A^2}}{\dfrac{R_A^2 + 2\,R_A\,R_G' + R_G'^2}{R_A^2}},$$

$$U_{AB}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_G' \frac{\dfrac{R_G'}{R_A} + A}{1 + 2\dfrac{R_G'}{R_A} + \dfrac{R_G'^2}{R_A^2}}$$

und nach Gleichung (42)

$$U_{AB}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_A \cdot x \cdot \frac{x + A}{(1 + x)^2}. \qquad (43)$$

Die Gesamtrauschspannung an den Klemmen 1, 2 wird nun

$$U_{1,2}^2 = U_{AB}^2 + U_{rä}'^2, \qquad (44)$$

$$U_{rä}'^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot r_ä \cdot Ü^2. \qquad (45)$$

Nach Gleichung (37) ist $Ü^2 = R_G'/R_G$. Dies in Gleichung (45) eingesetzt ergibt:

$$U_{rä}'^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot r_ä \frac{R_G'}{R_G}. \qquad (46)$$

Aus den Gleichungen (43) und (46) erhält man für $U_{1,2}^2$ sowie $R_G' = x \cdot R_A$:

$$U_{1,2}^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_A \cdot x \cdot \left[\frac{x + A}{(1 + x)^2} + \frac{r_ä}{R_G}\right]. \qquad (47)$$

Um ein geringes Rauschen an 1,2 zu erhalten, sind möglichst kleine Werte für A und $r_ä/R_G$ anzustreben. Allgemein kann man deshalb entsprechend Gleichung (39) festlegen, daß

$$r_{el} \gg R_{kr}$$

und nach Gleichung (47)

$$r_ä \ll R_G$$

sein sollen.
$U_{1,2}$ ist offenbar ein Maß für die Grenzempfindlichkeit, denn deren Definition gilt für einen Störabstand = 1, d. h. Rauschleistung = Signalleistung bzw. Rauschspannung = Signalspannung. Denkt man sich die Signalspannung U_A an die Klemmen 1, 2 gelegt, kann folgendes abgeleitet werden:

$$\frac{U_{1,2}}{U_A} = \frac{R_G'}{R_G' + R_A}; \quad U_A = U_{1,2} \cdot \frac{R_G' + R_A}{R_G'}. \qquad (48)$$

Da $R_G'/R_A = x$, ergibt sich

$$U_A = U_{1,2}\left(\frac{1}{x} + 1\right) = U_{1,2}\,\frac{1 + x}{x}. \qquad (49)$$

Bei Leistungsanpassung, also $R_A = R_G'$, erhält man wie in Gleichung (5) durch die Spannungsteilung an R_A, R_G':

$$nkT_0 = \frac{U_A^2}{4\,R_A \cdot \Delta f}.$$

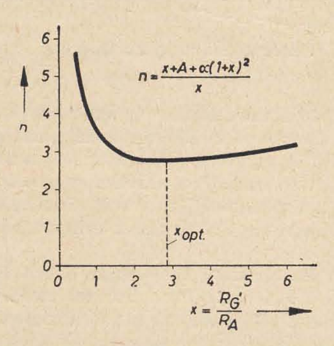


Bild 15: Funktionsverlauf der Rauschzahl n mit den Konstanten A = 1,6 und α = 0,227

Wird für U_A^2 Gleichung (49) eingesetzt, entsteht

$$nkT_0 = \frac{U_{1,2}^2\,(1 + x)^2}{4\,R_A \cdot \Delta f \cdot x^2}.$$

Mit der für $U_{1,2}^2$ gefundenen Gleichung (47) und indem man für

$$\frac{r_ä}{R_G} = \alpha \qquad (51)$$

schreibt, folgt

$$nkT_0 = \frac{4kT_0 \cdot \Delta f \cdot R_A \cdot x \cdot \left[\frac{x+A}{(1+x)^2}+\alpha\right](1+x)^2}{4R_A \cdot \Delta f \cdot x^2},$$

$$n = \frac{\left[\frac{x+A}{(1+x)^2}+\alpha\right](1+x)^2}{x} \qquad (52)$$

und mit dem Hauptnenner $(1+x)^2$ in der eckigen Klammer,

$$n = \frac{x + A + \alpha\,(1+x)^2}{x}. \qquad (53)$$

Mit Gleichung (53) wurde nun eine Beziehung gefunden, nach welcher man die Rauschzahl bei Leistungsanpassung des Generators an den Verstärker berechnen kann. Beide Seiten dieser Gleichung sind dimensionslos.

Das Übersetzungsverhältnis wird bei Leistungsanpassung entsprechend der Definition in Gleichung (35):

$$Ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_A}{R_G}}. \qquad (54)$$

Berechnung der Rauschanpassung an einen gegebenen Eingangswiderstand

Bei Leistungsanpassung ist aber noch nicht das Rauschoptimum erreicht. Dazu muß bei einem Verstärker in Katodenbasisschaltung eine Überanpassung, d. h. eine festere Ankopplung des Generators an den Verstärker erfolgen. Durch Gleichung (42) wird die Ankopplung ausgedrückt.

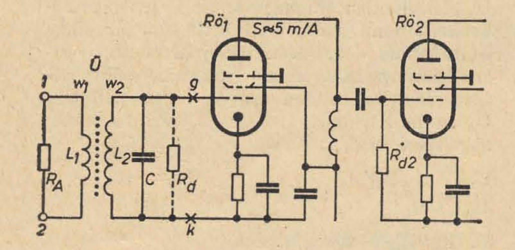


Bild 16: Verstärkereingang mit Pentode

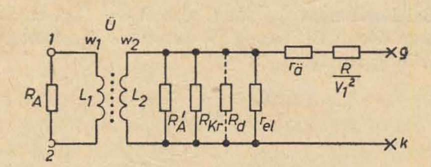


Bild 17: Ersatzschaltung zu Bild 16

Wie die folgende Rechnung auch beweist, muß zum Zwecke der Überanpassung, x variiert werden. A und α in Gleichung (53) sind Konstanten, so daß diese Gleichung $n = f_{(x)}$ ausdrückt. Um einen Optimalwert für n zu finden, muß Gleichung (53) nach x differenziert werden.

Einen Extremwert findet man durch Bildung der 1. Ableitung. Dazu ist es zweckmäßig, Gleichung (53) zunächst etwas umzuformen.

$$n = 1 + \frac{A}{x} + \frac{\alpha}{x} + 2\alpha + \alpha x$$

und hieraus die 1. Ableitung

$$f_{(x)}' = \frac{dn}{dx} = -\frac{A}{x^2} - \frac{\alpha}{x^2} + \alpha = \alpha - \frac{1}{x^2}(A+\alpha)$$

zu bilden. Zur Berechnung eines Extremwertes (in diesem Fall ein Minimum) setzt man $f_{(x)}' = 0$, also

$$f_{(x)}' = \alpha - \frac{1}{x^2}(A+\alpha) = 0.$$

Daraus folgt für den Optimalwert von $x = x_{opt}$.

$$x_{opt} = \sqrt{\frac{A+\alpha}{\alpha}}. \qquad (55)$$

Eine Kontrolle, ob im Punkt $x = x_{opt}$ für n wirklich ein Minimum vorliegt, kann dadurch erfolgen, daß man die 2. Ableitung der Gleichung (53) bildet; denn nach den Regeln der Differentialrechnung muß in diesem Fall im Punkt $x = x_{opt}$ die 2. Ableitung positiv sein.

$$f_{(x)}'' = 2\,(A+\alpha)\,\frac{1}{x^3}.$$

A und α werden in jedem Fall positive Werte annehmen. Da ein negatives x bzw. x_{opt} nicht vorkommt, wird $f_{(x)}'' > 0$, also positiv sein. Die Bedingung für ein Minimum ist erfüllt.

Bild 15 zeigt den Verlauf von n in Abhängigkeit von x. Man sieht, daß n zwischen $x = 2$ und $x = 3{,}5$ ein Minimum hat.

Für x_{opt} soll nun auch das optimale Übersetzungsverhältnis bestimmt werden.

Aus $Ü^2 = R_G'/R_G$ und $R_G' = x \cdot R_A$ folgt:

$$Ü = \sqrt{\frac{R_A\,x}{R_G}}. \qquad (56)$$

Gegenüber Gleichung (54) hat sich nichts verändert, denn bei Leistungsanpassung ist $x = 1$. x_{opt} dagegen wird immer > 1 und somit auch $Ü_{opt} > Ü$ sein.

Das Übersetzungsverhältnis für Rauschanpassung erhält man nach

$$Ü_{opt} = \sqrt{\frac{R_A\,x_{opt}}{R_G}}. \qquad (57)$$

Die optimale Rauschzahl wird dann durch Einsetzen von x_{opt} in Gleichung (53):

$$n_{opt} = \frac{x_{opt} + A + \alpha\,(1 + x_{opt})^2}{x_{opt}}. \qquad (58)$$

Beispiel:

Es soll ein Verstärkereingang nach Bild 16 zunächst für Leistungsanpassung berechnet werden. Gefordert sei eine Eingangsbandbreite von 4 MHz. Als Eingangsröhre wird eine EF 80 verwendet.

Gegeben sind folgende Werte:

$\delta f = 4$ MHz, Mittenfrequenz $f = 30$ MHz, r_{el} (30 MHz) $= 30\ k\Omega$, $r_ä = 1\ k\Omega$, $C = 18$ pF einschließlich Schalt- und Röhrenkapazität sowie vom Primärkreis übersetzte Kapazität, erreichte Kreisgüte $Q = 30$, $R_A = 400\ \Omega$.

Die nicht bezeichneten Kapazitäten im Bild 16 bilden für den zu übertragenden Frequenzbereich einen Kurzschluß. L_2 und C sind in Resonanz bei 30 MHz.

Im Resonanzfall ist der Kreiswiderstand

$$R_{Kr} = \omega L Q = \frac{1}{\omega C} Q \qquad (59)$$

$$\omega = 2\pi f = 6{,}28 \cdot 3 \cdot 10^7 = 18{,}84 \cdot 10^7,$$

$$R_{Kr} = \frac{30}{18{,}84 \cdot 10^7 \cdot 18 \cdot 10^{-12}} = \frac{30}{339}\,10^5 = 8{,}85\ k\Omega \approx 9\ k\Omega.$$

Durch die Parallelschaltung von r_{el} zu R_{Kr} sinkt R_G auf

$$R_G = \frac{R_{Kr} \cdot r_{el}}{R_{Kr} + r_{el}} = \frac{9 \cdot 30 \cdot 10^6}{39 \cdot 10^3} \approx 7\ k\Omega.$$

Für eine Bandbreite von 4 MHz im Eingang muß die Kreisgüte im Gitterkreis bei 30 MHz Resonanzfrequenz nach

$$Q^* = \frac{f}{\delta f} \qquad (60)$$

$$Q^* = \frac{30 \cdot 10^6}{4 \cdot 10^6} = 7{,}5$$

betragen. Damit verändert sich nach Gleichung (59) R_{Kr} auf

$$R_{Kr}^* = \frac{1}{\omega C} Q^* = \frac{7{,}5}{339 \cdot 10^{-5}} \approx 2{,}2\ k\Omega.$$

Dieser Wert muß erreicht werden, damit die geforderten 4 MHz Bandbreite gewährleistet sind.

Bei Leistungsanpassung erhält man nach Gleichung (54)

$$Ü = \sqrt{\frac{R_A}{R_G}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^2}{7 \cdot 10^3}} \approx 0{,}24,$$

d. h., es verhalten sich $w_1 : w_2$ wie $0{,}24 : 1$.

Der Widerstand R_A erscheint auf der Sekundärseite des Eingangsübertragers als

$$R_A' = \frac{R_A}{Ü^2}, \qquad (61)$$

Bei dem sich aus R_G ergebenden Wert für Ü ist mit $R_G \| R_A'$ der für die geforderte Bandbreite notwendige Kreiswiderstand noch nicht erreicht. Deshalb muß ein zusätzlicher Dämpfungswiderstand R_d (gestrichelt in den Bildern 16 und 17) parallelgeschaltet werden. Dann ist

$$R_{Gd} = \frac{R_G \cdot R_d}{R_G + R_d} \qquad (62)$$

und nach R_d aufgelöst

$$R_d = \frac{R_{Gd} \cdot R_G}{R_G - R_{Gd}}. \qquad (63)$$

R_{Gd} ist nunmehr der Gesamtwiderstand auf der Sekundärseite. Für Leistungsanpassung gilt wieder $R_{Gd} = R_A'$.

Da diese beiden Widerstände ebenfalls parallel liegen, kann man folgern:

$$R_{Gd} \| R_A' = \frac{R_{Gd}}{2} = \frac{R_A'}{2}. \qquad (64)$$

$R_{Gd}/2$ muß dem bereits ermittelten Wert für R_{Kr}^* von $2{,}2\ k\Omega$ entsprechen, also wird

$$\frac{R_{Gd}}{2} = R_{Kr}^*, \qquad (65)$$

$$R_{Gd} = 2\,R_{Kr}^* = 2 \cdot 2{,}2\ k\Omega = 4{,}4\ k\Omega.$$

Nachdem dieser Wert bekannt ist, kann schließlich auch der Wert von R_d aus Gleichung (63) ermittelt werden:

$$R_d = \frac{4{,}4 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^3}{2{,}6 \cdot 10^3} \approx 12\ k\Omega.$$

Durch die Verringerung des Widerstandes von $7\ k\Omega$ auf den erforderlichen Wert von $4{,}4\ k\Omega$, ändert sich damit das Übersetzungsverhältnis für Leistungsanpassung.

$$Ü = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^2}{4{,}4 \cdot 10^3}} \approx 0{,}3.$$

Betrachtet man noch die Transformation von R_{Gd} auf die Klemmen 1,2, entsteht

$$R_{Gd}' = R_{Gd} \cdot Ü^2, \qquad (66)$$

$$R_{Gd}' = 400\ \Omega = R_A.$$

Der Dämpfungswiderstand R_d liegt parallel zu R_{Kr}. Daraus ergibt sich

$$R_{Krd} = \frac{R_{Kr} \cdot R_d}{R_{Kr} + R_d}. \qquad (67)$$

Mit den gegebenen Werten wird dann

$$R_{Krd} = \frac{9 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^3}{21 \cdot 10^3} = 5{,}14\ k\Omega.$$

R_{Krd} ist wieder der reelle Widerstand im Gitterkreis, also ergibt sich:

$$A = \frac{30 \cdot 10^3 + 5 \cdot 5{,}14 \cdot 10^3}{30 \cdot 10^3 + 5{,}14 \cdot 10^3} = 1{,}568 \approx 1{,}6.$$

Die 5 im zweiten Summanden des Zählers ist $= a$, also $5\,T_0$.
Nach Gleichung (51) ist α das Verhältnis von $r_ä/R_G$. R_G war hierbei der Gesamtwiderstand im Gitterkreis. Da aber bei Leistungsanpassung im Beispiel noch ein Dämpfungswiderstand hinzugefügt wurde, erhält man

$$\alpha_d = \frac{r_ä}{R_{Gd}},$$

$$\alpha_d = \frac{10^3}{4{,}4 \cdot 10^3} = 0{,}227. \qquad (68)$$

Bei Leistungsanpassung wird die kT_0-Zahl mit α_d:

$$n_d = \frac{x + A + \alpha_d\,(1 + x_d)^2}{x_d}. \qquad (69)$$

$x_d = \frac{R_{Gd}'}{R_A}$ hat den Wert 1 und damit ist

$$n_d = \frac{1 + 1{,}6 + 0{,}227\,(1 + 1)^2}{1} = 3{,}51.$$

Bei Leistungsanpassung des Verstärkereinganges an einen $R_A = 400\,\Omega$ erhält man also eine Rauschzahl von 3,51 bei 4 MHz Eingangsbandbreite.
Bei Rauschanpassung ändern sich die Verhältnisse im Eingang des Verstärkers auf Grund der festeren Ankopplung weitgehend. Vergrößert man nur die Ankopplung, ergibt sich mit dem zusätzlichen R_d:

$$x_{opt\,d} = \sqrt{\frac{A + \alpha_d}{\alpha_d}}, \qquad (70)$$

$$x_{opt\,d} = \sqrt{\frac{1{,}6 + 0{,}227}{0{,}227}} = 2{,}84$$

und

$$Ü_{opt\,d} = \sqrt{\frac{R_A\,x_{opt\,d}}{R_{Gd}}}, \qquad (71)$$

$$Ü_{opt\,d} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^2 \cdot 2{,}84}{4{,}4 \cdot 10^3}} = 0{,}508 \approx 0{,}51.$$

Damit wird schließlich

$$n_{opt\,d} = \frac{x_{opt\,d} + A + \alpha_d\,(1 + x_{opt\,d})^2}{x_{opt\,d}}, \quad (72)$$

$$n_{opt\,d} = \frac{2{,}84 + 1{,}6 + 0{,}227\,(1 + 2{,}84)^2}{2{,}84}$$

$$= \frac{4{,}44 + 3{,}36}{2{,}84} = 2{,}74.$$

Vergleicht man die beiden Rauschfaktoren zwischen Leistungs- und Rauschanpassung, so ist hier ein merkbarer Gewinn an Grenzempfindlichkeit festzustellen (von 3,51 auf 2,74). Wie aber aus den weiteren Betrachtungen zu ersehen ist, vergrößert sich durch die festere Ankopplung die Bandbreite.

Veränderung der Bandbreite im Eingang bei Rauschanpassung

Da $Ü_{opt} > Ü$, muß sich R_A' bei Rauschanpassung zwangsläufig verkleinern. D. h. auch $R_{Gd} \| R_A'$ bzw. ohne R_d $R_G \| R_A'$ wird verringert und damit die Eingangsbandbreite vergrößert. Die Parallelschaltung von

$$R_{A\,opt}' = \frac{R_A}{Ü_{opt\,d}^2} = \frac{4 \cdot 10^2}{0{,}26} = 1{,}54\ k\Omega$$

($Ü_{opt\,d}$, da mit R_d)

zu R_{Gd}, ergibt dann im Beispiel

$$R_{Gd}' \| R_{A\,opt}' = \frac{4{,}4 \cdot 10^3 \cdot 1{,}54 \cdot 10^3}{5{,}94 \cdot 10^3} = 1{,}14\ k\Omega.$$

Durch die jetzt größere Dämpfung des Eingangskreises verringert sich die Güte. Für Gleichung (59) kann man auch schreiben

$$R_{Gd} \| R_{A\,opt}' = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{f}{\delta f_{opt}}$$

und nach δf_{opt} aufgelöst:

$$\delta f_{opt} = \frac{f}{\omega C \cdot R_{Gd} \| R_{A\,opt}'} \text{ bzw. ohne } R_d \qquad (73)$$

$$\delta f_{opt} = \frac{f}{\omega C \cdot R_G \| R_{A\,opt}'}.$$

Bei Rauschanpassung ergibt sich somit eine Eingangsbreite nach Gleichung (73) von

$$\delta f_{opt} = \frac{30 \cdot 10^6}{339 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}14 \cdot 10^3} = \frac{30 \cdot 10^6}{3{,}87}$$

$$= 7{,}75\ MHz.$$

Abschließend soll nun zum Problem der Bandbreite noch untersucht werden, welcher Wert sich bei Wegfall des R_d ergibt: Es ist dann

$$\alpha = \frac{r_ä}{R_G} = \frac{10^3}{7 \cdot 10^3} = 0{,}143;$$

$$A = \frac{30 \cdot 10^3 + 5 \cdot 9 \cdot 10^3}{39 \cdot 10^3} = 1{,}92$$

$$x_{opt} = \sqrt{\frac{1{,}92 + 0{,}143}{0{,}143}} = 3{,}8;$$

$$Ü_{opt} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^2 \cdot 3{,}8}{7 \cdot 10^3}} = 0{,}466 \approx 0{,}47.$$

Verändert man das Übersetzungsverhältnis von 0,51 auf 0,47, verringert sich die Belastung des Eingangskreises durch $R_{A\,opt}'$ auf

$$R_{A\,opt}' = \frac{R_A}{Ü_{opt}^2} = \frac{4 \cdot 10^2}{0{,}22} = 1{,}82\ k\Omega.$$

Hierdurch wird die Bandbreite nach Gleichung (73):

$$\delta f_{opt} = \frac{30 \cdot 10^6}{339 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}45 \cdot 10^3} = \frac{30 \cdot 10^6}{4{,}91}$$

$$= 6{,}1\ MHz.$$

Zusammengefaßt sei hierzu gesagt: Während bei Leistungsanpassung unbedingt ein Dämpfungswiderstand R_d parallel zu R_{Kr} geschaltet werden muß, um die geforderten 4 MHz Bandbreite zu erreichen, kann bei Rauschanpassung ohne R_d und den im Beispiel vorgegebenen Röhren- und Eingangskreisdaten die Eingangsbandbreite nicht kleiner als 6,1 MHz gemacht werden.
Für das Beispiel erhält man ohne R_d bei Rauschanpassung mit $\alpha = 0{,}143$, $A = 1{,}92$ und $x_{opt} = 3{,}8$ eine Rauschzahl von $n_{opt} = 2{,}38$.

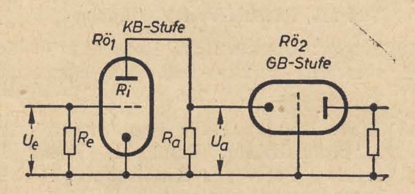


Bild 18: Prinzipschaltung einer Kaskode-Schaltung

Berücksichtigung der nachfolgenden Verstärkerstufe

$Rö_2$ im Bild 16 sei wieder eine EF 80. Daraus folgen r_{el} (30 MHz) $= 30\ k\Omega$, $r_ä = 1\ k\Omega$. Es sollen, wie im Eingangskreis bei 30 MHz Mittenfrequenz, 4 MHz Bandbreite und damit $R_{Gd2} = 2{,}2\ k\Omega$, $R_{Kr2} = 9\ k\Omega$ und $R_{G2} = 7\ k\Omega$ erreicht werden. Der erforderliche R_{d2} ergibt sich aus Gleichung (63).

$$R_{d2} = \frac{2{,}2 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^3}{4{,}8 \cdot 10^3} = 3{,}2\ k\Omega.$$

Damit wird

$$R_{Krd2} = \frac{9 \cdot 10^3 \cdot 3{,}2 \cdot 10^3}{12{,}2 \cdot 10^3} = 2{,}36\ k\Omega$$

und mit diesem Wert

$$A = \frac{30 \cdot 10^3 + 5 \cdot 2{,}36 \cdot 10^3}{32{,}36 \cdot 10^3} = \frac{41{,}8}{32{,}36}$$

$$= 1{,}292 \approx 1{,}3.$$

Nach Gleichung (29) wird das Rauschen am Gitter der zweiten Röhre mit einer Gesamtverstärkerbandbreite $\Delta f = 2{,}5$ MHz:

$$U_R^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot (R_{Gd2} \cdot A + r_ä),$$

$$U_R^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot 2{,}5 \cdot 10^6\,(2{,}2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}3 + 10^3) = 40 \cdot 10^{-12} \cdot 3{,}86 = 154 \cdot 10^{-12}.$$

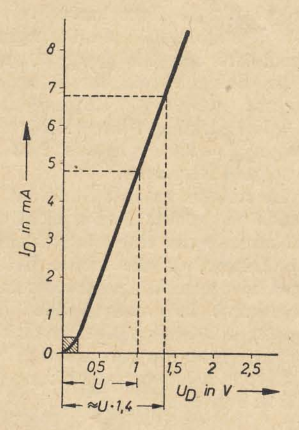


Bild 19: Diodenkennlinie

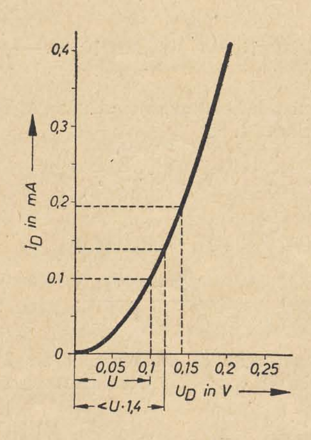


Bild 20: Vergrößerung des Verlaufs der Diodenkennlinie im Knick

Diese eben berechnete Rauschspannung kann durch einen ihr zugeordneten Widerstand ausgedrückt werden.

$$U_R^2 = 4\,kT_0 \cdot \Delta f \cdot R,$$

$$R = \frac{U_R^2}{4\,kT_0 \cdot \Delta f} = \frac{154 \cdot 10^{-12}}{40 \cdot 10^{-15}} = 3{,}86\ k\Omega.$$

R erscheint durch V_1^2 dividiert am Gitter der ersten Verstärkerröhre [vgl. Gleichungen (30), (32)]. Man kann R/V_1^2 durch eine Vergrößerung des $r_ä$ ausdrücken, nach

$$r_{äR} = r_ä + \frac{R}{V_1^2}, \qquad (74)$$

Bei den Pentoden gilt für die Verstärkung:

$$V_1 = S \cdot R_a, \qquad (75)$$

R_a entspricht in diesem Fall R_{Gd2}. Deshalb geht Gleichung (74) über in

$$r_{äR} = r_ä + \frac{R}{(S \cdot R_{Gd2})^2} = 10^3 + \frac{3{,}86 \cdot 10^3}{121}$$

$$= 1{,}032\ k\Omega.$$

Da die Vergrößerung des $r_ä$ in α eingeht, ist

$$\alpha = \frac{1{,}032 \cdot 10^3}{7 \cdot 10^3} = 0{,}148.$$

Mit diesem Wert ergibt sich ohne den zusätzlichen R_d in der ersten Stufe bei Rauschanpassung $x_{opt} = 3{,}84$ und $n_{opt} = 2{,}43$ (ohne 2. Stufe 2,38). Man erkennt, daß die Grenzempfindlichkeit bei Berücksichtigung der nachfolgenden Verstärkerstufe praktisch unbeeinflußt bleibt.

Eine weitere Möglichkeit, die zweite Stufe mit einzubeziehen, ergibt sich, indem die Rauschzahl dieser Stufe n_2 ermittelt und dann die Gesamtrauschzahl n_{ges} nach

$$n_{ges} = n_1 + \frac{n_2}{V_1'^2} \tag{76}$$

errechnet wird. n_1 = Rauschzahl Stufe 1 nach den Gleichungen (53), (58) und (69). n_2 errechnet sich angenähert aus Gleichung (7), wobei N hierbei die Leistung aus der Gesamtrauschspannung am Gitter 1 von $Rö_2$ und dem R_{Gd2} ist. V_1' = Verstärkung Stufe 1. Für das Beispiel wird n_{ges} = 2,4 gegenüber 2,43 aus der vorher erfolgten Rechnung.
Oft sind die erste und zweite Stufe mit Trioden als Kaskode aufgebaut. Hier erreicht die erste Katodenbasisstufe nur eine relativ kleine Spannungsverstärkung, da die zweite Gitterbasisstufe einen niedrigen Eingangswiderstand hat. Dieser bestimmt fast ausschließlich die Verstärkung der KB-Stufe. Die Dimensionierung einer Kaskode muß deshalb dahin gehen, eine möglichst große Leistungsverstärkung (!) g der KB-Stufe zu erreichen.

$$g = \frac{N_a}{N_e}. \tag{77}$$

Hierbei ist $N_e = \frac{U_e^2}{R_e}$ und $N_a = \frac{(U_e \cdot V_1)^2}{R_a}$.

Für maximale Leistungsverstärkung ist $R_1 = R_a$ anzustreben, d. h.

$$V_1 = S \cdot \frac{R_a}{2},$$

Gleichung (77) geht dann über in

$$g = \frac{S^2 \cdot R_e \cdot R_a}{4}. \tag{78}$$

Bezeichnet man in diesem Fall die kT_0-Zahl mit F, erhält man eine Gesamtrauschzahl nach

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2}{g}. \tag{79}$$

Hierzu sei noch bemerkt, daß die Bedingung $R_1 = R_a$ nicht immer exakt erfüllt ist. Für eine überschlägige Rechnung sind die Gleichungen (78), (79) jedoch ausreichend.

Bemerkungen zur Genauigkeit bei Rauschmessungen

Am genauesten kann die kT_0-Zahl mit einem effektiv anzeigenden Indikator am Verstärkerausgang, wie z. B. einem Leistungsmesser, festgestellt werden. Ist die Rauschleistung des Verstärkers bekannt, so regelt man den am Eingang angeschlossenen Generator, z. B. Rauschgenerator, hoch, bis der 2fache Grundausschlag am Leistungsmesser festzustellen ist. Die zugeführte Leistung ist dann gleich der Rauschleistung.
Für Leistungsmesser wird als gangbarstes Gerät ein Thermokreuzindikator eingesetzt. Dieser hat jedoch den Nachteil eines geringen Eingangswiderstandes, wodurch oft eine zu große Belastung der letzten Verstärkerstufe eintritt. Weiterhin ist die Empfindlichkeit meistens zu gering, um Verstärker mit einem geringen Rauschen am Ausgang messen zu können.
Deshalb führt man die Leistungsmessung auf eine Spannungsmessung zurück und erhält einen Störabstand = 1, wenn am Ausgang der $\sqrt{2}$fache Grundausschlag vorhanden ist.
Als Spannungsmesser dienen allgemein Diodengleichrichter. Da nur der Unterschied zwischen Grundausschlag und dessen $\sqrt{2}$fachen Wert festgestellt wird, ist keine Absoluteichung (z. B. in Volt) erforderlich. Ein Kriterium ist jedoch hierbei, daß eine lineare Anzeige der Ausgangsspannung erfolgen muß. D. h. der vom Instrument angezeigte Diodenstrom soll proportional der am Gleichrichter liegenden Spannung sein. Bild 19 zeigt, daß dies bei großen Spannungen der Fall ist. Aus Bild 20 ist jedoch zu ersehen, daß bei 0,14 mA nur 0,12 V stehen. Für einen Störabstand = 1 am Ausgang müßten jedoch fast 0,2 mA angezeigt werden. Die gemessene Rauschzahl ist zu gut, also zu gering. Es empfiehlt sich deshalb, bei kleinem Grundausschlag die Kennlinie des Gleichrichters aufzunehmen und damit die entsprechenden Werte einzustellen.
Wie praktische Messungen ergeben haben, tritt ein weiterer Meßfehler ein, wenn der Arbeitswiderstand der Diode mit Kapazitäten überbrückt ist. Man mißt dann vorwiegend die Spitzenspannung und hierdurch ebenfalls eine zu niedrige kT_0-Zahl. Für genaue Messungen sollte der Gleichrichter möglichst kapazitätsarm aufgebaut und der Arbeitswiderstand, für diese Zwecke, so niedrig wie möglich gehalten werden.

Literatur

[1] Behling: Berechnung der Empfindlichkeit des Detektorsupers, A.E.Ü. 11 (1951)

[2] Megla: Dezimeterwellentechnik, Fachbuchverlag Leipzig 1955

[3] Schweitzer: Dezimeterwellenpraxis, Verlag für Radio-, Foto- und Kinotechnik G.m.b.H., Berlin-Borsigwalde

[4] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der HF-Technik, Springer-Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg 1956

[5] Funktechnische Arbeitsblätter Vs 11, Franzis Verlag, München

[6] Springstein: Einführung in die KW- und UKW-Empfängerpraxis, Fachbuchverlag Leipzig 1954

[7] Förster: Fernsehtuner für das UHF-Gebiet, Funk-Technik 17 (1956)

[8] Eisele: Rauschprobleme beim Fernsehempfänger, Funk-Technik 18 (1958)

[9] Rothe: Die Röhre im UKW-Empfänger, Teil III, Franzis-Verlag, München

[10] Ziegler: Ursachen des Rauschens in Verstärkern, Phillips-Technische-Rundschau, Jahrgang 1937, S. 136

[11] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band II, Verlag für Radio-, Foto- und Kinotechnik, GmbH., Berlin-Borsigwalde 1953

Erklärung der verwendeten Formelzeichen

A	Faktor zur Berücksichtigung der erhöhten Rauschtemperatur $A = \frac{r_{el} + a \cdot R_g}{R_g + a \cdot r_{el}}$
a	berücksichtigt $5\,T_0$
F_{ges}	Rauschzahl einer Kaskodeschaltung
F_1	Rauschzahl eines Kaskodeneinganges
F_2	Rauschzahl der GB-Stufe in einer Kaskodeschaltung
g	Leistungsgewinn der KB-Stufe in einer Kaskodeschaltung
n	Rauschzahl allgemein
n_1	Rauschzahl eines Verstärkereinganges
n_2	Rauschzahl der zweiten Verstärkerstufe
n_{opt}	Rauschzahl bei Rauschanpassung
n_{optd}	Rauschzahl bei Rauschanpassung mit R_d
N	dem Generator entnommene Leistung
$N_{\mathfrak{R}}$	Rauschleistung eines Widerstandes
N_e	Eingangsleistung der KB-Stufe bei einer Kaskodeschaltung
N_a	Ausgangsleistung der KB-Stufe bei einer Kaskodeschaltung
Q	Güte des Eingangskreises
Q*	erforderliche Kreisgüte für Bandbreite δf
R	rauschender Wirkwiderstand allgemein
R_A	Widerstand des Signalgenerators
R_A'	$R_A/Ü^2$
R_{Aopt}	optimaler Generatorwiderstand
R_{Aopt}'	$R_A/Ü_{opt}^2$
R_a	Arbeitswiderstand von Rö 1
R_d	Dämpfungswiderstand im Eingangskreis
R_{d2}	Dämpfungswiderstand im Gitterkreis $Rö_2$
R_e	Eingangswiderstand einer Kaskode
R_G	Gesamtwiderstand aus $r_{el} \parallel R_g$
R_{Gd}	Gesamtwiderstand aus $R_G \parallel R_d$
R_G'	$Ü^2 \cdot R_G$
R_{Gd}'	$Ü^2 \cdot R_{Gd}$
R_g	zwischen Gitter und Katode liegender reeller Widerstand bei $Rö_1$
R_{g2}	zwischen Gitter und Katode liegender reeller Widerstand bei $Rö_2$
R_{ges}	Gesamtrauschwiderstand im Gitterkreis der ersten Stufe unter Berücksichtigung von $Rö_2$
R_{Kr}	Resonanzwiderstand des Eingangskreises mit der Güte = Q
$R_{Kr}*$	Resonanzwiderstand des Eingangskreises mit der Güte = Q*
R_{Kr2}	Resonanzwiderstand das Gitterkreises von $Rö_2$
R_{Krd}	$R_{kr} \parallel R_d$
R_{Krd2}	$R_{kr2} \parallel R_{d2}$
R_{res}	Resonanzwiderstand eines Schwingkreises
$r_ä$	äquivalenter Rauschwiderstand einer Röhre
r_{el}	elektronischer Eingangswiderstand einer Röhre
$r_ä'$	$Ü^2 \cdot r_ä$
S	Steilheit einer Verstärkerröhre
U	Rauschspannung der Antenne
U_{AB}	Rauschspannung an den Punkten A, B im Bild 13
$U_{1,2}$	Rauschspannung an den Klemmen 1, 2
U_{ges}	Rauschspannung der ersten und zweiten Röhre auf den Röhreneingang $Rö_1$ bezogen
U_A	Signalspannung vom Generator
U_{Kr}	Rauschspannung eines Schwingkreises
$U_{\mathfrak{R}}$	Rauschspannung eines Widerstandes
U_R	Rauschspannung am Röhreneingang gebildet aus U_R*, $U_{rä}$
U_R''	Rauschspannung aus U_R*, $U_{rä}$
U_{RA}	Rauschspannung des Generatorwiderstandes
U_R*	Rauschspannung hervorgerufen durch $R_G \parallel r_{el}$
U_{RG}	Rauschspannung gebildet aus R_G
U_{RG}'	Rauschspannung gebildet aus R_G'
$U_{Rö2}$	Rauschspannung der zweiten Verstärkerröhre
$U_{rä}$	Rauschspannung gebildet aus $r_ä$
$U_{rä}'$	Rauschspannung gebildet aus $r_ä'$
U_S	Rauschspannung bei Widerständen in Serienschaltung
U_P	Rauschspannung bei Widerständen in Parallelschaltung
U_Q, U_T	Hilfsgrößen zur Erklärung des Rauschens bei Parallelschaltung
Ü	Übersetzungsverhältnis $= \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \sqrt{\frac{R_A}{R_G}}$
$Ü_{opt}$	Übersetzungsverhältnis bei Rauschanpassung
$Ü_{optd}$	Übersetzungsverhältnis bei Rauschanpassung mit zusätzlichem R_d
V_1	Verstärkung von $Rö_1$
V_1'	Verstärkung von Stufe 1
V_2	Verstärkung von $Rö_2$
x	Definition für die Ankopplung des Generators an den Verstärker $x = R_G'/R_A$
x_{opt}	optimale Ankopplung bei Rauschanpassung
x_{optd}	optimale Ankopplung bei Rauschanpassung mit zusätzlichem R_d
α	$\frac{r_ä}{R_G}$
α_d	$\frac{r_ä}{R_{Gd}}$
δf	Eingangsbandbreite bei Leistungsanpassung
δf_{opt}	Eingangsbandbreite bei Rauschanpassung
Δf	gesamte Verstärkerbandbreite

Ein tragbares Neutronendosimeter mit Transistoren

Das in der Sowjetunion entwickelte kleine Dosimeter für schnelle Neutronen ist in seinem Aufbau und seiner Schaltungstechnik sehr interessant. Die hier verwendeten Stufen können in ähnlicher Form auch für andere elektronische Geräte verwendet werden.

Zum Nachweis der Neutronen wird in diesem Gerät ein Fotovervielfacher mit einem Szintillatorkristall benutzt. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild und Bild 2 die Schaltung des Neutronendosimeters. Der Sekundärelektronenvervielfacher hat eine Katodenfläche von 5 cm². Der Szintillator besteht aus ZnS in Polystyrol und besitzt eine Fläche von 9 cm². Er ist direkt auf die Katodenseite des SEV aufgebracht. Auf geringe Lichtverluste muß geachtet werden. Die Hochspannung für den Betrieb des „Multipliers" wird mittels Gegentakttransverter erzeugt und durch einen Koronastabilisator[1]) geregelt. Die Spannungsteilerwiderstände sind hochohmig ausgeführt, damit deren Querstrom vernachlässigbar klein bleibt. Der gesamte fließende Strom bei 1200 V beträgt etwa 80 μA, die Gleichspannungsleistung auf der Sekundärseite des Transverters beträgt etwa 0,1 W. Rechnet man mit einem Wirkungsgrad von 75%, dann ist primärseitig eine Leistung von 0,15 W erforderlich. Der Transistorverstärker verbraucht nur eine geringe Leistung, so daß die gesamte primäre Leistungsaufnahme 0,27 W beträgt. Die Stromversorgung des Gerätes kann demzufolge aus Monozellen erfolgen, von denen fünf — in Reihe geschaltet — eingebaut sind. Die anfängliche Überspannung dieser Batterie wird durch einen Regelwiderstand auf 4,5 V verringert. Vor Beginn jeder Messung wird das Anzeigeinstrument zur Batteriekontrolle umgeschaltet und der Regelwiderstand so eingestellt, daß das Instrument 4,5 V anzeigt. An die Anode des Fotovervielfachers wird der Transistorverstärker angekoppelt. Der in der ersten Stufe verwendete Transistor (П6Д) ist rauscharm. In den beiden ersten Stufen des Transistorverstärkers wird das Impulssignal des Vervielfachers etwa 10-fach verstärkt und triggert eine Impulsformerstufe mit dem Transistor П6В. Die Impulsformerstufe hat den Zweck, der Integrierschaltung stets gleiche Impulse zuzuführen, wenn sie von den Szintillationsimpulsen, die ungleiche Impulsformen haben, ausgelöst wird. Die Ausgangsimpulse der Formerstufe — übrigens stellt diese einen Sperrschwinger dar — haben eine Dauer von 25 μs und eine Amplitude von 3 V. Als Integrationsschaltung dient eine Diode mit einem Ladekondensator. Damit neben der Instrumentenanzeige auch noch die Möglichkeit der akustischen Warnung besteht, ist in den Integratorkreis ein Transistor (П2Б) mit einem Kopfhörer eingeschaltet. Das verwendete Anzeigeinstrument des Typs M 61 hat einen Endausschlag von 180 μA. Die Nichtlinearität der Anzeige ist kleiner als 10%, die Meßgenauigkeit nahe dem Endausschlag beträgt 8%. Mit fünf eingebauten Monozellen kann das Gerät etwa sechs Stunden im Dauerbetrieb benutzt werden. Die Transformatoren sind auf Ferrit-Schalenkerne von 28 mm Außendurchmesser gewickelt und haben folgende Daten:

Bild 1: Blockschaltbild des Neutronendosimeters

Tr_1: prim. — 4000 Wdg 0,08 CuL,
sek. — 2000 Wdg 0,08 CuL.

Tr_2: prim. — 2mal 40 Wdg 0,1 CuL für die Kollektorwicklung und 2mal 20 Wdg 0,1 CuL für die Emitterwicklung,
sek. — 9000 Wdg 0,05 CuL.

Das Gerät besitzt die Abmessungen 158×112×50 mm und ein Gewicht von 1,45 kp. Das Gehäuse besteht aus 1,2 mm starken Eisenblechplatten, die gleichzeitig den Vervielfacher magnetisch abschirmen. Wird nur der Vervielfacher durch einen Abschirmzylinder geschützt, so kann das Gewicht des Gerätes auf 600 p verringert werden.

In der Tabelle sind die Vergleichstypen für die im Gerät verwendeten Spezialbauelemente angegeben.

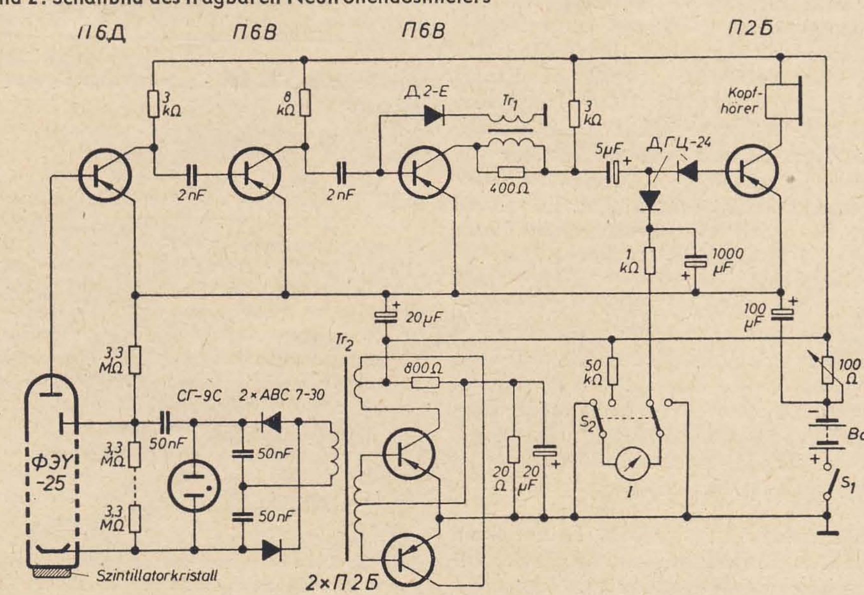
sowj. Typ	П6Д	П6В	П2Б	Д2-Е	ДГЦ-24	АВС 7-30	СГ-9С
DDR-Typ	OC 812	OC 813	OC 821	OA 646	OY 104	E 1000/3 Großräs.	00-V-19s Preßler

Im Transistorverstärker sind keine Stabilisierungsmaßnahmen für die thermische Stabilisierung vorgesehen. Man betreibt die Transistoren im gesperrten Zustand und vermeidet hohe Kollektorströme. Die Steuerimpulse für den ersten Transistor sind negativ. Die Empfindlichkeit des Ansprechens kann durch Vergrößern des Kollektorwiderstandes der ersten Stufe erhöht werden.

Bearbeitet von Dipl.-Phys. Hans Joachim Fischer nach einem Beitrag von J. I. Gribanow in der Zeitschrift „Pribory i technika eksperimenta" 1 (1959)

[1]) Siehe radio und fernsehen 21 (1958) S. 631

Bild 2: Schaltbild des tragbaren Neutronendosimeters



Elektronischer Drehzahlmesser für Benzinmotoren

In dem vorliegenden Beitrag soll eine Anwendung der Transistoren in der Kraftfahrzeugtechnik beschrieben werden, die es ermöglicht, ohne Änderungen am Motor dessen momentane Drehzahl zu messen.
Die auf dem Prüfstand verwendeten mechanischen Drehzahlmesser erfordern eine mechanische Kupplung mit einer Motorwelle. Soll z. B. ein derartiger Drehzahlmesser in ein Kraftfahrzeug eingebaut werden muß man eine biegsame Welle verwenden, und außerdem ein mechanischer Anschluß am Motor vorhanden sein.

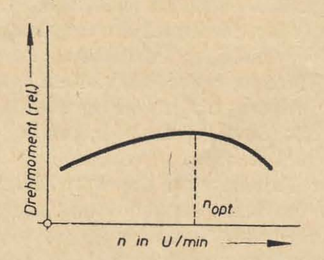


Bild 1: Drehzahl-Drehmomentkurve eines Benzinmotors

Technische Grundlagen

Elektrische Drehzahlmesser haben als Grundlage die Frequenzmessung der von einem elektromechanischen Wandler abgegebenen Spannung. So kann z. B. die Frequenz eines mit dem Motor gekuppelten Tachometergenerators gemessen oder auf eine Achse ein kleiner Magnet aufgebracht werden, der bei jedem Vorbeigang an einer Aufnehmerspule in dieser eine elektrische Spannung induziert. Weiterhin kann eine fotoelektrische Abtastung einer geeignet markierten Welle erfolgen. Alle diese hier genannten Verfahren eignen sich zwar gut für Labormessungen, aber nicht zum Einbau in ein Fahrzeug. Da diese Geräte meist Elektronenröhren verwenden, benötigen sie hohe Speisespannungen. Ein derartiger elektrischer Drehzahlmesser würde einen ähnlichen Aufwand erfordern, wie ein Autosuper.
Die Kenntnis der momentanen Drehzahl eines Ottomotors ist aber für die Praxis von großer Wichtigkeit. Bild 1 zeigt eine Drehzahl-Drehmomentkurve eines Benzinmotors. Es ist zu ersehen, daß es eine optimale Drehzahl gibt, für die der Motor die maximale Leistung abgibt. Prinzipiell wäre natürlich eine Bestimmung dieser Drehzahl anhand der Ablesung des Geschwindigkeitsmessers möglich. Auf Grund der veränderlichen Übersetzung zwischen Motor und Rädern durch das Wechselgetriebe müßte man dann jedoch für jeden Gang diesen Bereich markieren. Besser ist eine vom eingeschalteten Gang unabhängige Drehzahlanzeige. Mit Hilfe des beschriebenen Drehzahlmessers ist folgendes möglich:

1. Für einen wenig geübten Fahrer kann mittels Drehzahlmesser ein Punkt angegeben werden, wo er von dem einen in den anderen Gang zu schalten hat, bzw. kann er sich ein Maß für das zu gebende Zwischengas festlegen.
2. Beim Bergabfahren kann eine überhöhte Tourenzahl des Motors vermieden werden.
3. Durch Fahren im optimalen Drehzahlbereich kann man eine beträchtliche Benzinersparnis erzielen. Auf der Skala des Drehzahlmessers markiert man sich den Bereich optimaler Drehzahlen, z. B. grün, und den nach höheren Tourenzahlen gelegenen rot. Man muß dann beim Fahren vermeiden, in den roten Bereich zu kommen, denn dort tritt erhöhter Benzinverbrauch auf, ohne daß noch viel an Motorleistung gewonnen wird.
4. Durch Anschließen eines schreibenden Milliamperemeters an den Ausgang des Drehzahlmessers kann ein Fahrdiagramm geschrieben werden, das zur Kontrolle der Fahrweise von Kraftfahrern dienen kann. Die Fehler beim Schalten, Gasgeben oder Bremsen sind deutlich auf dem Registrierstreifen ablesbar.

Der niedrige Strom- und Spannungsbedarf von Transistoren legt es nahe, einen elektronischen Drehzahlmesser für 6 V oder 12 V zu bauen.

Beschreibung der Schaltung des Transistor-Drehzahlmessers

Zunächst ist es erforderlich, eine der Drehzahl entsprechende Spannung ohne zusätzliche Maßnahmen dem Motor zu entnehmen. Der im primären Zündkreis liegende Unterbrecher liefert eine Impulsspannung, die eine Frequenz f besitzt. Wenn n die Umdrehungszahl des Motors und k die Zylinderzahl ist, dann gilt die Formel (für den Zweitaktmotor)

$$n = \frac{60\,f}{k} \quad \text{in U/min.}$$

Für einen Vierzylindermotor mit n = 4000 ergäbe sich z. B. eine Unterbrecherfrequenz von 267 Hz, die also bei allen vorkommenden Geschwindigkeiten und Zylinderzahlen im Niederfrequenzbereich liegt. Bild 2 zeigt die Schaltung des Drehzahlmessers, während Bild 3 die Kurvenformen der Impulsspannungen an den einzelnen Punkten der Schaltung angibt. Die Unterbrecherspannung wird zunächst einem Siebglied zugeführt, das sie von störenden Impulsen befreit. Kurve 1 im Bild 3 stellt die ungesiebte Unterbrecherspannung, Kurve 2 die gesiebte Spannung dar. R_1, C_1 bilden das Integrationsglied, dessen Zeitkonstante man mit etwa 2 ms wählt. Die der Basis des Transistors T_1 zugeführten Impulse werden verstärkt und dadurch ihre Flanken steiler. Am Kollektorwiderstand kann man eine rechteckförmige Impulsspannung abnehmen. Da die Impulsdauer der Unterbrecherimpulse z. B. vom Abstand der beiden Unterbrechernocken abhängt, muß erreicht werden, daß die Frequenzanzeige von der Impulsform der Eingangsimpulse unabhängig ist. Man kann das durch eine Differentiation der Rechteckimpulse und Unterdrückung einer Polarität erzielen. Durch das Differenzierglied C_2, R_3 mit einer Zeitkonstante von etwa 150 μs wird die Rechteckspannung in eine Folge abwechselnd positiver und negativer Nadelimpulse stets gleichen Energieinhaltes verwandelt (Kurve 4). Der zweite Transistor ist nun so vorgespannt, daß er nur durch die negativen Impulse aufgetastet wird. Die positiven Impulse werden unterdrückt. Im Emitterkreis fließt dann ein Impulsstrom, wie ihn Kurve 5 zeigt. Durch Parallelschalten eines genügend großen Kondensators zum Meßinstrument ergibt sich in diesem ein frequenzproportionaler Gleichstrom, der angezeigt wird. Der Widerstand R_3 ist einstellbar, damit der Endausschlag des Drehzahlmessers einmalig beim Einbau durch Vergleich mit einem mechanischen oder elektrischen Drehzahlmesser festgelegt werden kann. Da im Emitterkreis von T_2 praktisch ein Gleichstrom fließt, kann das Meßinstrument beliebig weit vom elektronischen Teil montiert werden. Das Meßgerät wird mit drei Verbindungskabeln mit dem Plus- und Minuspol der Wagenbatterie und mit dem zündspulenseitigen Unterbrecherkontakt verbunden.

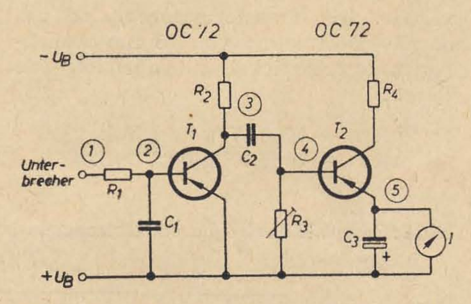


Bild 2: Schaltbild des elektronischen Drehzahlmessers

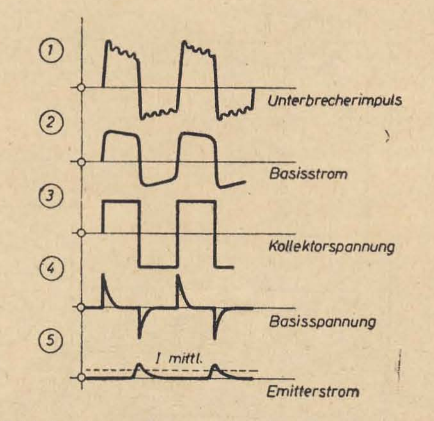


Bild 3: Kurvenformen der Impulsspannungen an verschiedenen Punkten der Schaltung

Praktischer Aufbau des Drehzahlmessers

Um die Kleinheit eines derartigen Meßgerätes zu zeigen, ist es in einen Blinkgeber vom „Wartburg" eingebaut, von dem nur die Grundplatte und die Anschlußklemmen benutzt wurden (Bild 4). Als Transistoren eignen sich die Typen OC 816 und OC 821 vom WBN Teltow, sowie der Typ OC 72 von Valvo. Letzterer

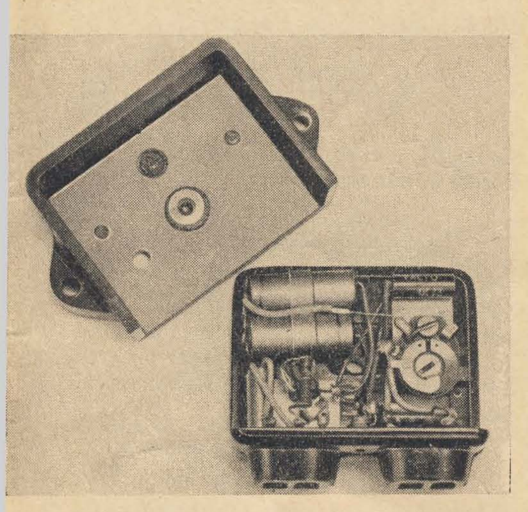


Bild 4: Ansicht des fertigen Drehzahlmessers

wurde, da die entsprechenden WBN-Transistoren noch nicht zur Verfügung standen, in das Mustergerät eingebaut, als Regelwiderstand ein „Widerstandstrimmer“ von Elrado Dorfhain. Das benutzte Meßinstrument muß 1 mA Endausschlag bei etwa 100···300 Ω Innenwiderstand besitzen. Der Stromverbrauch bei 12 V Speisespannung beträgt 3···4 mA. Die in den Kollektorkreisen liegenden Widerstände sind so zu bemessen, daß eine Überlastung der Transistoren unmöglich wird.
Die grundsätzliche Überprüfung der Wirkungsweise des Gerätes erfolgt mit einem Rechteckgenerator RWG 1 vom WF Berlin. Die Impulse im Frequenzbereich von 30···300 Hz werden dem Eingang des Gerätes zugeführt und die Ausgangsstromwerte notiert. Nach dieser groben Bereichsfestlegung kann der Einbau erfolgen, die Anpassung an den Motor durch Vergleich der Anzeigewerte des elektronischen Drehzahlmessers mit denen eines mechanischen Tourenzählers. Diese Versuche werden im Stand, Motor im Leerlauf, durchgeführt. Nach dieser Eichung ist der Drehzahlmesser betriebsfertig.
Das hier beschriebene Gerät ermöglicht mit geringem Aufwand eine Messung der momentanen Drehzahl eines Benzinmotors mit einer Genauigkeit von 5%. Durch Stabilisierung der Speisespannung mittels Zenerdiode kann die Genauigkeit noch erhöht werden.

Fischer

Literatur

[1] J. Cowan: Auto Tachometer Uses Transistor, Electronics Vol. 31, 33 (1958), S. 92

[2] Sammelwerk: Primenenije poluprowodnich priborach, Band 3; Verlag Sowjetskoje Radio, Moskau 1958

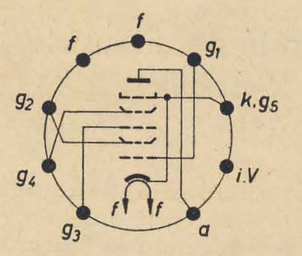
[3] Gebrauchsmusteranmeldung „Elektronischer Drehzahlmesser“ vom 19. 4. 59

Stückliste

R_1	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,05 W	DIN-Typ
R_2	Schichtwiderstand	1 kΩ, 0,05 W	DIN-Typ
R_3	Schichtdrehregler	1 kΩ, 0,1 W	Elrado Dorfhain
R_4	Schichtwiderstand	300 Ω, 0,05 W	DIN-Typ
C_1	Keramikkondensator	50 nF, 125 V	2 Stück 25 nF Miniaturkondensatoren aus Epsilan, VEB Hescho
C_2	Duroplastkondensator	0,2 µF, 125 V	2 Stück 0,1 µF, Kondensatorenwerk Freiberg
C_3	Elektrolytkondensator	50 µF, 12/15 V	Tonmechanik Weißensee
T_1	Transistor	OC 816 bzw. OC 821 oder (72)	WBN Teltow (Valvo)
T_2	Transistor	OC 816 bzw. OC 821 oder (72)	WBN Teltow (Valvo)
I	Meßinstrument	1 mA, 100 Ω	Meßgerätewerk Karl-Marx-Stadt

Die Doppelsteuerheptode EH 81

Im ungarischen Fernsehempfänger „Orion“, der in größerer Stückzahl in die Deutsche Demokratische Republik eingeführt wurde, ist eine Röhre enthalten, die man vergebens in den gebräuchlichen Röhrenkatalogen sucht: die EH 81.
Bei der EH 81 handelt es sich um eine Doppelsteuerheptode mit zwei getrennt herausgeführten Schirmgittern (g_2 und g_4). Die beiden Steuergitter (g_1 und g_3) haben gleichmäßige Steigung. Die EH 81 wird im Fernsehempfänger „Orion“ AT 401/A als FM-Demodulator verwendet[1]; in einer ähnlichen Schaltung wie man sie früher mit der Nonode EQ 80 aufbaute. Außerdem kann sie natürlich auch als Schalterröhre verwendet werden.



Sockelschaltung der EH 81 und der E 81 H

Dadurch, daß man die beiden Schirmgitter nicht zusammenlegte wie bei der EH 90, sondern getrennt herausführte, konnte man keinen siebenstiftigen Miniaturröhrensockel verwenden, sondern mußte zum Novalsockel übergehen. Das Gitter 5 ist in der Röhre an Katode gelegt.

Die Daten der Röhre sind:

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	0,3	A

Meßwerte und Betriebswerte					
Anodenspannung	U_a	150	250	250	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	100	100	100	V
	U_{g4}	100	100	−0,5	V
Steuergitterspannung	U_{g1}	−2	0	−2	V
	U_{g3}	0	−2	0	V
Anodenstrom	I_a	6	6		mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	6,3	9		mA
	I_{g4}	1,5	1,2		mA
Innenwiderstand	R_i	0,6	0,6		MΩ
Steilheit	$S_{a/g1}$	1,9			mA/V
	$S_{a/g3}$		1		mA/V
	$S_{a/g4}$			0,5	mA/V
Verstärkungsfaktor	$\mu_{g2/g1}$	18			

Grenzwerte			
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	1	W
Schirmgitterspannung	$U_{g2\,max}$	100	V
	$U_{g4\,max}$	100	V
Schirmgitterbelastung	$N_{g2+4\,max}$	1	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	14	mA
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U_{f/k\,max}$	90	V

Kapazitäten			
Eingang	c_{g1}	ca. 5,3	pF
	c_{g3}	ca. 6,5	pF
Ausgang	c_a	ca. 6,7	pF
Gitter — Anode	$c_{g1/a}$	$<0{,}075$	pF
	$c_{g3/a}$	$<0{,}36$	pF
Gitter 1 — Heizfaden	$c_{g1/f}$	$<0{,}15$	pF

Außer der EH 81 gibt es noch eine kommerzielle Ausführung (Zuverlässigkeitsröhre) dieses Typs unter der Bezeichnung E 81 H. Die Sockelschaltung und die Daten der E 81 H entsprechen völlig der EH 81.

Fritz Kunze

[1]) Siehe radio und fernsehen 4 (1959) S. 128

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung der Aufgabe 21:

Der Anodenwechselstrom einer Röhre fließt außer durch den Außenwiderstand R_a auch durch die Katodenkombination $C_k \,||\, R_k = \mathfrak{Z}_k$. R_a und $\mathfrak{Z}_k$ bilden einen Spannungsteiler für die Anodenwechselspannung. Der an $\mathfrak{Z}_k$ abfallende Teil der Spannung bewirkt eine Gegenkopplung. Da $\mathfrak{Z}_k < R_a$, ist der Gegenkopplungsfaktor $\alpha = \mathfrak{Z}_k/R_a$, und die wirkliche Verstärkung wird

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha V}, \qquad (1)$$

$$\frac{V'}{V} = \frac{1}{1 + \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a} \cdot V}.$$

Da für f_u ein Verstärkungsabfall von 15% zugelassen ist, erhalten wir für

$$\frac{V'}{V} = \frac{0{,}85}{1} = 0{,}85 = \frac{1}{1 + \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a} \cdot V}. \qquad (2)$$

Durch Einsetzen der bekannten Formel $V = S \cdot R_a$ hebt sich R_a heraus:

$$0{,}85 = \frac{1}{1 + \mathfrak{Z}_k \cdot S}, \qquad (3)$$

$$\mathfrak{Z}_k = \frac{1}{S}\left(\frac{1}{0{,}85} - 1\right) = \frac{0{,}177}{S}. \qquad (4)$$

Außerdem ist der sich aus der Parallelschaltung von R_k und C_k ergebende Katodenwiderstand

$$\mathfrak{Z}_k = \frac{\frac{1}{j\omega C_k} \cdot R_k}{\frac{1}{j\omega C_k} + R_k} = \frac{R_k}{1 + j\omega C_k \cdot R_k} = \frac{R_k}{\sqrt{1 + \omega^2 C_k^2 R_k^2}}. \qquad (5)$$

Nun setzen wir die beiden für $\mathfrak{Z}_k$ gefundenen Ausdrücke einander gleich:

$$\frac{0{,}177}{S} = \frac{R_k}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C_k^2 \cdot R_k^2}},$$

$$\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C_k^2 \cdot R_k^2} = \frac{R_k \cdot S}{0{,}177} = 5{,}65 \cdot R_k \cdot S,$$

$$1 + \omega^2 \cdot C_k^2 \cdot R_k^2 = 32 \cdot R_k^2 \cdot S^2,$$

$$\omega^2 \cdot C_k^2 \cdot R_k^2 = 32 \cdot R_k^2 \cdot S^2 - 1,$$

$$C_k = \frac{\sqrt{32 \cdot R_k^2 \cdot S^2 - 1}}{\omega \cdot R_k}.$$

Da das Produkt $32 \cdot R_k^2 \cdot S^2 \gg 1$, können wir 1 vernachlässigen, so daß

$$C_k = \frac{\sqrt{32} \cdot R_k \cdot S}{\omega \cdot R_k} = \frac{5{,}7 \cdot S}{\omega} \text{ ist}$$

und sich die einfache Formel

$$C_k = \frac{900 \cdot S}{f_u} \text{ ergibt.} \qquad (6)$$

(C_k in μF, S in mA/V, f_u in Hz).
Unsere Werte eingesetzt:

$$C_k = \frac{900 \cdot 11}{40} \approx 250\ \mu\text{F}.$$

Nach einer anderen Faustformel kann man auch den Wechselstromwiderstand $\mathfrak{R}_C$ des Kondensators C_k bei der unteren Grenzfrequenz f_u gleich $0{,}1 \cdot R_k$ bemessen, also

$$\mathfrak{R}_C = 0{,}1 \cdot R_k = 0{,}1 \cdot 140 = 14\ \Omega.$$

Dann berechnet sich

$$C_k = \frac{10^6}{2\pi f \cdot \mathfrak{R}_C} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 40 \cdot 14} = 284\ \mu\text{F}.$$

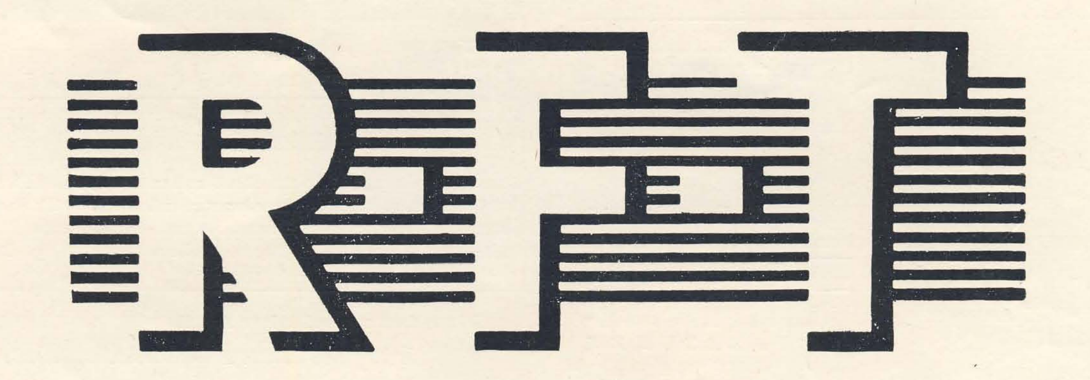
Diesen reichlichen Wert kann man unbedenklich auf 250 μF erniedrigen.

Aufgabe 22:

Die Endpentode EL 84 wird mit den in Aufgabe 21 genannten Richtwerten betrieben. Der Katodenkondensator C_k hat jedoch die übliche Kapazität von 100 μF. Wie groß ist der Spannungsabfall in % für die untere Grenzfrequenz f_u = 50 Hz?



Leipziger Messetip 1959!



SONDERSCHAU
DER RADIO- UND FERNSEHTECHNIK
SOWIE BAUELEMENTE
UND
VAKUUMTECHNIK

Im „Haus der Rundfunk- und Fernsehgeräte" (Städt. Kaufhaus)

Leipzig, Neumarkt

erwarten Sie anläßlich der Leipziger Herbstmesse 1959

35 VOLKSEIGENE R-F-T-BETRIEBE

mit überaus interessanten und qualifizierten R-F-T-Messeangeboten



PERMANENTDYNAMISCHER
HOCHTON-LAUTSPRECHER
TYPE 551
Nennbelastung 1,5 VA
Frequenzbereich 3000…18000 Hz
Korbdurchmesser 100 mm
liefert kurzfristig
VEB (K) ELEKTROGERÄTEBAU · LEIPZIG W 35, RÜCKMARSDORFER STR.
EGB



KWP
Kabel
vergussmasse
Zu beziehen durch die DHZ Chemie Abt. Grundchemie
VEB (K) KITTWERK PIRNA



DEFA



Prüf-Fix